NUMERO **1**

LIRE 350

ANNO XXXVII **1**

GENNAIO 1965 RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

Proprietà EDITRICE IL ROSTRO S. A. S.

Gerente Alfonso Giovene

SOMMARIO

Direzione, Redazione, Amministrazione Uffici Pubblicitari VIA MONTE GENEROSO, 6/A - MILANO - Tel. 32.15.42 - 32.27.93
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « *l'antenna* » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato L. **350**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica L. **3.500**; estero L. **7.000**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. **50**, anche in francobolli.

Autorizzazione del Tribunale di Milano 9 settembre 1948 n. 464 del Registro - Tip. Ediz. Tecniche - Via Baldo degli Ubaldi, 6 - Tel. 36.77.88
Concessionaria per la distribuzione in Italia: DIFFUSIONE MILANESE - Via Privata E. Boschetti 11 - Milano - Tel. 6883.407-6883.417

è la rivista
che si legge
da due generazioni
dalla galena
alla TV a colori
dai primi tubi
elettronici
ai più perfezionati
transistori
l'antenna
è la rivista
più letta
più autorevole
più aggiornata
in Italia
nel campo della
radiotecnica
alta fedeltà
elettroacustica
elettronica industriale
telecomunicazioni
tecnica elettronica
televisione
è la rivista che si legge da 37 anni
abbonatevi!
abbonamento annuo
L. 3.500 + 70

dott. ing. Alessandro Banfi

Televisione e congiuntura

Nella primavera dello scorso 1964, commentando in questa sede la grave situazione congiunturale che si andava profilando carica di prevedibili complicazioni, avevamo posto in evidenza la bizzarria del comportamento degli abbonamenti TV che avevano toccato un massimo (la parola « boom » è oggi passata di moda), in confronto agli anni precedenti, proprio nell'inverno 1962-63, epoca nella quale tutti i settori produttivi avevano già registrato netti sintomi di contrazione.
Avevamo anzi attribuito questo fatto a una sorta di isteresi o inerzia nelle reazioni del pubblico al presentarsi della temuta situazione economica sfavorevole. Ciò era altresì giustificato e suffragato da un certo calo, verificatosi nei mesi di marzo-aprile, dell'incremento del numero di abbonati, nonchè delle vendite di televisori. Calo, per la verità, a carattere prevalentemente stagionale, ma che si poteva anche porre in relazione alla crisi economica in atto.
E' così trascorso il 1964, l'infausto anno bisestile, apportatore di guai su tutto il globo terraqueo. Ma fra i molti avvenimenti e notizie spiacevoli che riguardano il nostro Paese nel quadro della congiuntura economico-politica, una ve n'è recentissima e di contenuto stranamente e, diciamolo pure, piacevolmente ottimistico: la notizia RAI circa il numero dei nuovi abbonati alla Radio-TV.
Ed eccola la notizia sbalorditiva: il 15 dicembre 1964 il numero di abbonati alla TV era salito a 5 milioni 156 mila 270, con un incremento rispetto al 1963, di 871 mila 381 nuovi utenti, si noti che nel 1963, l'incremento dei nuovi abbonati, ritenuto come un eccezionale massimo, insuperabile nell'attuale periodo congiunturale, era stato di 827 mila unità: orbene il 1964 ci ha riservato la insperata e gradita sorpresa di un incremento ancora maggiore di circa 50.000 unità.
Come spiegare questo fatto che non è fantasia?
Ci limiteremo a esporre alcune considerazioni generali relative al fenomeno della TV italiana e del tutto estranee alla attuale situazione economica nazionale. Qualche esperto di « marketing » accennava a una certa situazione di mercato, a un calo di interesse dei telespettatori a causa di programmi scadenti, all'insorgenza di nuove esigenze del pubblico in concorrenza con la TV. Ma contro tali previsioni, riscontratesi fallaci, son da considerare alcuni fattori determinanti, di carattere squisitamente sociale. Anzitutto il progressivo crescere del reddito nei ceti inferiori (particolarmente nel mezzogiorno) e l'attrattiva predominante che la televisione ha sempre avuto su di essi (in America la TV è sempre stata indicata come « il cinema dei poveri »). Secondariamente il progressivo estendersi capillare della rete televisiva della RAI (sono quasi novecento trasmettitori fra principali e ripetitori), che ha sensibilmente incrementato le aree servite dalla TV.
Terzo: il freno fiscale all'acquisto delle automobili ha reso disponibile una certa aliquota di capitale che in parte ha potuto riversarsi nell'acquisto di televisori richiedenti cifre di minor impegno e poco toccati dalle misure congiunturali: anzi ne ha spronato in certo qual modo la vendita in previsione di alcune annunciate limitazioni di rateazioni di pagamento, tra l'altro non mai messe in atto.
Tutto ciò, comunque, ci induce a ritenere che la nostra TV è tutt'altro che satura: le nuove legioni di teleutenti, costituite massimamente da un pubblico di scarso livello culturale, si assuefano facilmente anche alla mediocrità dei programmi, pur di passare la serata di fronte al piccolo schermo luminoso della TV.
Questo pubblico insomma non è stanco, accetta l'attuale impostazione della
(il testo segue a pag. 43)

Gianfranco Rosso

Convertitori statici transistorizzati per c.c.-c.a. e c.c.-c.c.

1. - INTRODUZIONE

Per trasformare tensioni continue di basso voltaggio in tensioni più elevate, continue od alternate, si possono impiegare diversi dispositivi meccano-elettrici od elettronici. Essi sono:
1) convertitori rotanti;
2) vibratori;
3) invertitori con raddrizzatori ad arco di mercurio (Ignitron).
Esaminiamo brevemente le loro caratteristiche:
1) Convertitore rotante. Si tratta di un complesso costituito da un motore per corrente continua accoppiato ad un generatore di c.c. che fornisce una tensione ad un potenziale più elevato. Poichè è costituito da dispositivi in rotazione, presenta un certo numero di svantaggi. Per esempio occorre lubrificare gli ingranaggi, sostituire periodicamente le spazzole di carbone, curare la manutenzione dei commutatori. Inoltre un simile complesso ha una sua geometria ben definita per cui è difficile, se non impossibile disporre gli elementi in modo da ottenere il minimo ingombro. Necessariamente la macchina rotante ha una certa inerzia, per cui il dispositivo deve essere portato nella condizione di funzionamento a regime; conseguentemente la potenza in uscita non è disponibile immediatamente ma occorre prima che la macchina abbia raggiunto una rotazione costante. Ha però il vantaggio di essere in grado di sopportare sovraccarichi per un tempo abbastanza lungo. Lo si può utilizzare per potenze elevate, mentre per potenze basse (qualche decina di watt) il suo rendimento diventa troppo scarso e le perdite, meccaniche ed elettriche, tendono a divenire costanti e dell'ordine della potenza utile.
2) Il vibratore elettromeccanico presenta un rendimento già più elevato (circa 70 ÷ 80 %) ma per le potenze basse valgono ancora le considerazioni fatte per il convertitore rotante. Presenta il difetto di avere una durata piuttosto limitata e di generare, attraverso i contatti e col susseguente innalzamento della tensione a mezzo del trasformatore, un largo spettro di tensioni di disturbo che richiedono l'impiego di adeguati elementi per essere eliminate.
3) Ignitron. Essendo un dispositivo statico, necessita di minor manutenzione. Attualmente il costo del dispositivo è proporzionale alla tensione di funzionamento ed a parità di potenza fornita diminuisce al crescere della tensione. Il rendimento dell'ignitron, che è sufficientemente alto, cresce al crescere della tensione di lavoro.

2. - GENERALITÀ

Negli ultimi anni, in seguito ai grandi

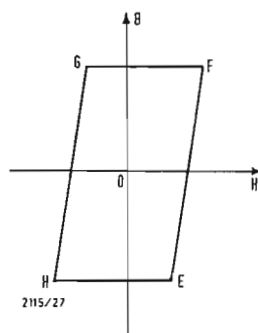



Fig. 2 - Caratteristica $B = f(H)$ del nucleo del trasformatore.

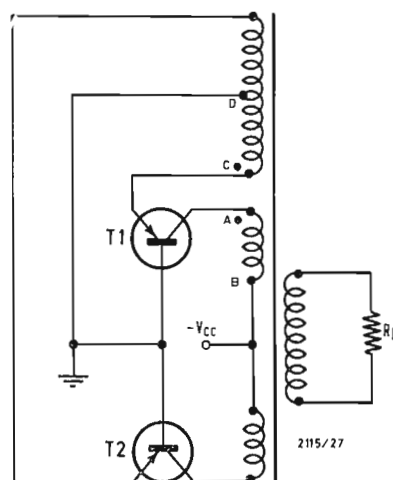



Fig. 1 - Circuito fondamentale con base a massa.

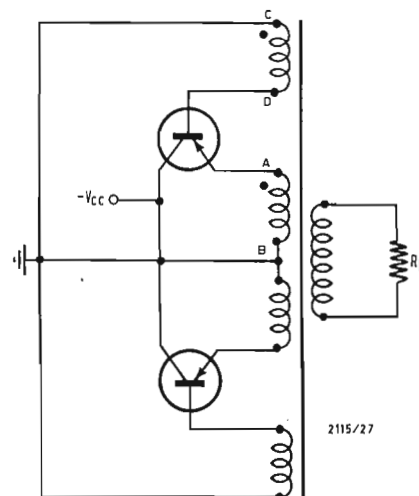



Fig. 3 - Circuito fondamentale a collettore comune.

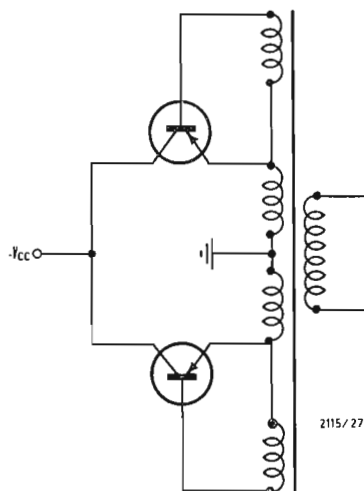



Fig. 4 - Circuito fondamentale a collettore comune con autotrasformatore.

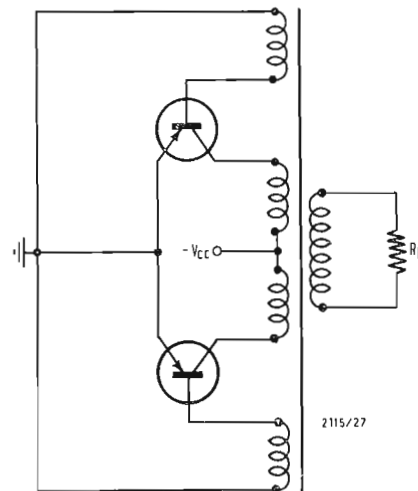



Fig. 5 - Circuito fondamentale ad emettitore comune.

progressi nel campo dei semiconduttori, particolarmente in quelli al silicio di potenza, si sono diffusi i convertitori a transistor che, oltre ai vantaggi di essere dispositivi statici, anzichè dinamici, hanno il merito di presentare una vita media molto più elevata (se si osservano alcune precauzioni di cui parleremo più avanti), di occupare poco spazio sia per le piccole dimensioni dei componenti, sia per la possibilità di montarli con la disposizione migliore, di funzionare all'istante dell'alimentazione e di avere un rendimento decisamente maggiore rispetto agli altri sistemi. Inoltre, il valore della tensione continua ottenuta è dipendente solo dal numero di spire dell'avvolgimento secondario di un trasformatore e può essere quindi agevolmente adattata alle necessità, potendosi ottenere tensioni anche molto elevate, quali necessitano talvolta per alimentazioni di particolari organi.

Ultimamente si sta diffondendo l'utilizzazione dei diodi controllati (analoghi ai thyratron a gas) per realizzare circuiti analoghi, ma noi esamineremo solo quelli classici a transistore, in considerazione dell'alto costo che presentano ancora attualmente i raddrizzatori controllati, rendendo proibitive molte applicazioni pratiche.

3. - IMPIEGHI DEL CONVERTITORE A TRANSISTORI

Tra i numerosi impieghi di un convertitore a transistore citiamo, come esempi, i seguenti:

1) Apparecchi che richiedono una tensione elevata e che debbano per esempio funzionare su mezzi di trasporto alimentati da batterie di bassa tensione.

2) Apparecchi portatili quali i ricevitori portatili, i flash, i contatori Geiger-Müller, ecc.

3) Alimentatori di riserva di apparecchiature predisposte per alimentazione in c.a. ove la sorgente primaria sia costituita da batterie di accumulatori.

4) Per alimentare lampade fluorescenti.

5) Quale generatore di chiamata, caso nel quale la forma d'onda quadra non costituisce un inconveniente. (Si realizza un dispositivo funzionante con una frequenza di circa 20 Hz e con una potenza d'erogazione di circa 1 W).

6) Quale trasmettitore di telemisura basata sulla variazione di frequenza. Questo è possibile grazie alla caratteristica fondamentale del convertitore, che è, come vedremo oltre, quella di possedere una frequenza di funzionamento proporzionale alla tensione continua di alimentazione. Infatti, alimentando il convertitore mediante una tensione continua variabile, si ottiene all'uscita una frequenza variabile linearmente con la tensione.

4. - STUDIO DETTAGLIATO DELL'OSCILLATORE

Essenzialmente si tratta di oscillatori sovrapilotati in push-pull con accoppiamento a trasformatore. Per un'analisi dettagliata del loro funzionamento ci riferiamo al montaggio a base comune (v. fig. 1). I transistori lavorano in circuito a push-pull con gli avvolgimenti del trasformatore che forniscono una reazione positiva dal collettore di ciascun transistor al suo emettitore. Consideriamo la curva $B = f(H)$ del trasformatore (v. fig. 2) e supponiamo T_1 in interdizione, T_2 in saturazione ed il nucleo del trasformatore nel punto E della curva. Quando T_1 comincia a condurre si ha tensione in AB che induce in CD una tensione che rende positivo l'emettitore rispetto alla base aumentando la conduzione fino a che T_1 raggiunge la saturazione. A questo punto

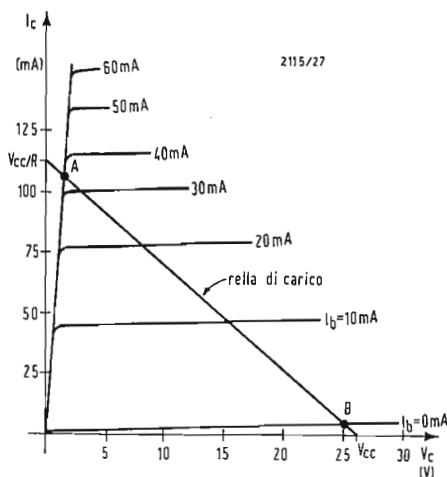



Fig. 7 - Caratteristica di collettore di un transistore PNP nel montaggio ad emettitore comune.

la tensione tra A e B non può continuare a crescere e si stabilisce una condizione di quasi equilibrio durante la quale la caduta di tensione tra collettore ed emettitore è molto piccola e quasi l'intera V_{CC} di alimentazione si ha ai capi della metà del trasformatore primario (AB). La condizione di quasi equilibrio rimane per tutto il tempo in cui T_1 può fornire una corrente di collettore pari alla somma della corrente di carico, riflessa, della corrente d'emettitore, riflessa, e della corrente d'eccitazione del trasformatore. Con carico resistivo, le correnti riflesse di carico e d'emettitore rimangono quasi costanti. La corrente d'eccitazione del trasformatore rimane piccola fino a che il nucleo non è saturato. Con una tensione costante sul primario del trasformatore, il flusso magnetico deve aumentare secondo la relazione: $V = d\Phi/dt$ così, durante la parte piatta dell'onda della tensione, il flusso del nucleo cresce da E ad F (fig. 2), il che comporta un leggero aumento della corrente d'eccitazione, che rappresenta però solo una piccola parte della corrente totale di collettore e può essere facilmente fornita da T_1.

Al punto F il nucleo raggiunge la saturazione e la corrente d'eccitazione richiesta supera rapidamente quella che può essere fornita. In altre parole, il meccanismo per ridurre il guadagno del circuito a meno di 1 consiste nell'aumento del carico che deriva dalle necessità della corrente magnetizzante del trasformatore. Di conseguenza la tensione al primario diminuisce riducendo la tensione sull'emettitore e quindi la corrente di collettore. Così T_1 ritorna, dopo mezzo periodo, in interdizione. Come il flusso passa da F a G s'induce una tensione che polarizza T_2 il quale inizia a condurre nel secondo semiperiodo con funzionamento analogo a quello descritto. I due transistori hanno pertanto solo il compito di organi interruttori, alternativamente chiusi ed aperti, così da trasferire l'energia della sorgente in continua al circuito utilizzatore, e poichè durante la conduzione sono saturati, la loro dissipazione è molto bassa.

L'avviamento è determinato dal fatto che il circuito si comporta come un amplificatore a reazione positiva essendo i transistori polarizzati in modo da rendere il guadagno della catena maggiore di 1: per la inevitabile dissimmetria del sistema, o grazie al rumore termico o con appositi circuiti (vedi oltre) il convertitore inizia una oscillazione che, dato il grado di sovraeccitazione, va rapidamente in regime di bloccaggio.

Il vantaggio del circuito con base a massa consiste essenzialmente nel fatto che la caduta di tensione ai capi del transistore può essere più che compensata dalla tensione sviluppata dall'avvolgimento tra base ed emettitore. D'altro canto si ha lo svantaggio che l'avvolgimento tra base ed emettitore per mezzo periodo deve portare tutta la corrente di collettore, che può essere di parecchi ampère per cui è necessario un conduttore di grande diametro che rende poco agevole l'avvolgimento del trasformatore.

Un'altra disposizione circuitale è quella a collettore comune. Nel circuito di fig. 3 l'avvolgimento pilota (CD) richiede un numero di spire leggermente maggiore di quello d'emettitore (AB); questo inconveniente viene però eliminato impiegando il circuito di fig. 4 in cui si utilizza un autotrasformatore unico. Questo circuito è vantaggioso per quanto riguarda il raffreddamento del transistor, in quanto se è impiegato in un sistema col negativo della batteria a massa, si può collegare direttamente la custodia del transistor (che quasi sempre è internamente connessa al collettore) al telaio senza dover interporre isolatori elettrici che dissipano poco il calore. Comunque la disposizione più usata è quella ad emettitore comune (fig. 5) in quanto la corrente pilota necessaria è molto minore che non nel circuito a base comune, dato il grande guadagno di corrente proprio di questo montaggio (corrente di comando dell'ordine del mA anzichè dell'A come nel circuito a base comune).

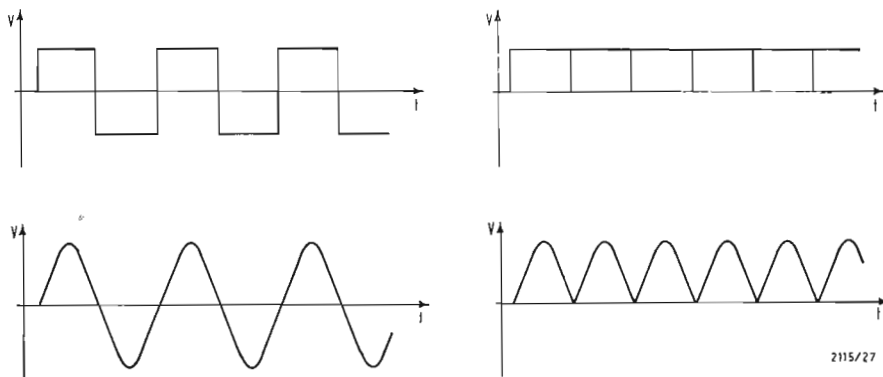



Fig. 6 - Confronto tra onda quadra ed onda sinusoidale, raddrizzate.

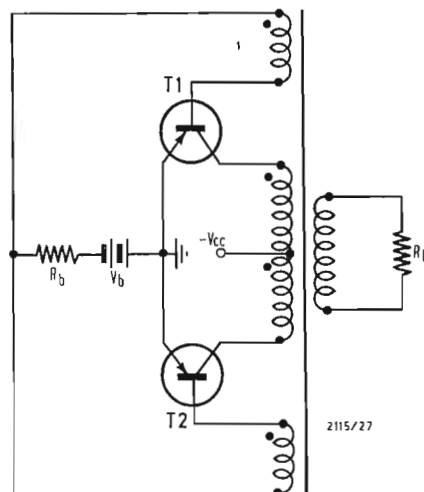
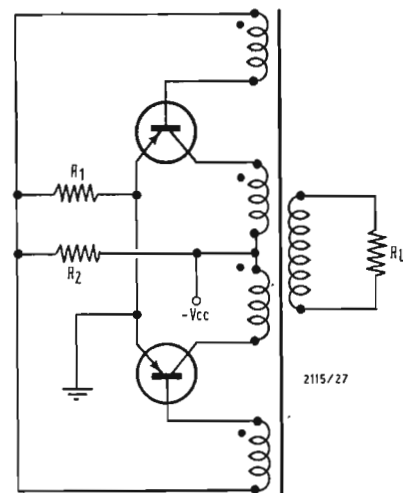



Fig. 9 - Circuito di polarizzazione con apposita batteria.

Fig. 10 - Circuito di polarizzazione nel montaggio emettitore a massa.

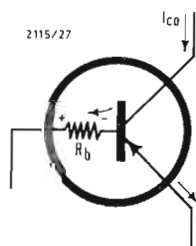
Fig. 8 - Influenze della corrente dovuta alla temperatura nel circuito di base.

5. - CONVERTITORI DA C.C. A C.C. E DA C.C. A C.A.

A seconda che sia richiesta in uscita una tensione alternata od una tensione continua, cioè raddrizzata e spianata, i convertitori si distinguono in c.c.-c.a. e c.c.-c.c.; ovviamente i due circuiti differiscono solo nel carico che è applicato al secondario del trasformatore. Poichè la forma d'onda d'uscita del trasformatore è praticamente quadra, mentre i circuiti d'ingresso seguenti possono essere stati calcolati per segnali sinusoidali, è bene fare il confronto tra le due forme prendendo come valore di riferimento, il valore efficace:

	Onda quadra	Onda sinusoid.
Valore efficace	1	1
Valore massimo	1	1,4
Valore medio	1	0,9

Si noti che raddrizzando un'onda quadra (v. fig. 6) si ha un segnale esattamente in c.c. mentre raddrizzando una onda sinusoidale si ha un segnale pulsante per cui l'efficienza del filtro richiesta in caso di tensione quadra è molto minore.
Nei convertitori c.c.-c.c., il tipo di filtro impiegato influenza molto il funzionamento del convertitore; come ogni oscillatore, esso lavora male in presenza di carico fortemente induttivo o capacitivo. Impiegando in ingresso una bobina ad alta reattanza, la tensione che si genera nell'induttanza potrebbe far circolare corrente dopo che il ciclo normale è terminato; il convertitore, nel momento in cui sta commutando, vedrebbe così una bassissima impedenza di carico e le oscillazioni si spegnerebbero. Impiegando in ingresso un condensatore a bassa reattanza, il convertitore parte lentamente o non parte del tutto e la corrente che i transistori devono fornire può essere troppo elevata. Per il buon funzionamento del convertitore si ha un maggior campo di scelta tra le reattanze capacitive che non tra le reattanze induttive per cui in genere i filtri sono ad ingresso capacitivo.

6. - CONSIDERAZIONI SUL TRANSISTORE

Prima di addentrarci in particolari, esaminiamo il funzionamento del transistore in circuiti di commutazione, che sono per l'appunto quelli impiegati in questo studio.
La fig. 7 mostra le caratteristiche di collettore di un transistore PNP nel collegamento ad emettitore comune. In corrispondenza della linea di carico tracciata, notiamo due punti di funzionamento; il punto d'interdizione *B*, nella qual condizione il transistore sopporta quasi tutta la tensione d'alimentazione V_{CC} con una corrente di dispersione molto piccola, ed il punto di saturazione *A*, in cui, come conseguenza di una grande corrente di pilotaggio di base, si ha una forte corrente di collettore ed una piccolissima caduta di tensione tra collettore ed emettitore. L'interdizione si verifica quando la tensione di base è leggermente positiva e fa quindi circolare una piccola corrente positiva nel senso base emettitore. L'ordine di grandezza per questa corrente può essere di $5 \div 50\ \mu A$ per tensioni base-emettitore di $+ 0,5 \div 5$ V a seconda della potenza del transistor. Nella condizione di saturazione la caduta di tensione sulla base può variare da 0,1 a 0,5 V il che permette di ottenere sul collettore una corrente di $50 \div 150$ mA. Tuttavia l'ampiezza della corrente di base necessaria per saturare il transistore dipende molto

dal guadagno del transistor e dalla resistenza di carico sul collettore. L'impedenza, misurata tra emettitore e collettore del transistor, può variare da circa 1 MΩ all'interdizione a pochi ohm alla saturazione, regolando opportunamente tensione e corrente di base.

I requisiti fondamentali per un buon transistore di commutazione possono essere riassunti nei punti seguenti:

1) Nello stato di saturazione, il transistore deve avere una caduta di tensione interna più piccola possibile, e nello stato di bloccaggio presentare una resistenza più alta possibile. Questo assicura anche che la potenza dissipata nel transistore sia, in ambedue le condizioni, bassa. Infatti in condizione di saturazione la corrente di collettore è forte ma la resistenza è molto bassa, ed in interdizione si ha tensione alta ma anche la resistenza è molto forte per cui in questi due casi la potenza dissipata è sempre limitata. Occorre però notare che, durante il tempo di commutazione, il punto di funzionamento percorre tutta la regione attiva (cioè quella che è utilizzata normalmente per l'amplificazione) passando, lungo la retta di carico, dal punto A al punto B o viceversa, ed in questi istanti la potenza può essere notevolmente più forte. Di qui la necessità di avere tempi di commutazione brevi.

2) Deve presentare un buon rendimento, cioè il rapporto tra la potenza controllata e quella di comando deve risultare il più alto possibile.

3) Deve presentare il minimo effetto di immagazzinamento di cariche, in modo da ridurre i tempi di commutazione. Spieghiamo brevemente che cosa si intenda per effetto di immagazzinamento o « storage effect » nella letturatura inglese. Un transistore si dice « saturato » quando i portatori di cariche minoritarie sono emessi più velocemente di quanto siano raccolti dal collettore (nel caso del PNP si tratta di « buchi » o « cavità » positive). Questo eccesso di cariche si immagazzina nella base e quando il transistor riceve il comando per bloccarsi, prima che la corrente di collettore scenda a zero occorre un certo tempo durante il quale tutte queste cariche in più si scaricano, per cui si ha un certo prolungamento dell'impulso di uscita. [Si noti che per un effetto di reazione positiva interna, questi portatori, mentre si scaricano, tendono a far continuare l'emissione dell'emettitore prolungando ulteriormente l'impulso di uscita. Per evitare questo fenomeno esistono semplici circuiti di contropolarizzazione sulla base; comunque il principio generale è quello di evitare una eccessiva saturazione].

4) La minor dipendenza possibile dalla temperatura la quale può alterare le caratteristiche di funzionamento del transistore ed anche portarlo alla distruzione. Per evitare ciò occorre verificare molto bene che la potenza dissipata sia inferiore a quella consentita, ricorrendo, se necessario, ad opportune alette di raffreddamento, ed utilizzare preferibilmente transistori al silicio che, pur essendo più sensibili alle variazioni di temperatura (cioè i loro parametri variano più rapidamente), sopportano tuttavia temperature più elevate senza pericolo di danneggiare le giunzioni.

Nel progettare questi circuiti e nella scelta del transistor è importante tener presente alcune osservazioni:

1) Il coefficiente di amplificazione di corrente (montaggio ad emettitore comune) diminuisce molto per alti valori di corrente di collettore (saturazione) rispetto a quello indicato generalmente dal costruttore per un funzionamento del transistore come comune amplifi-

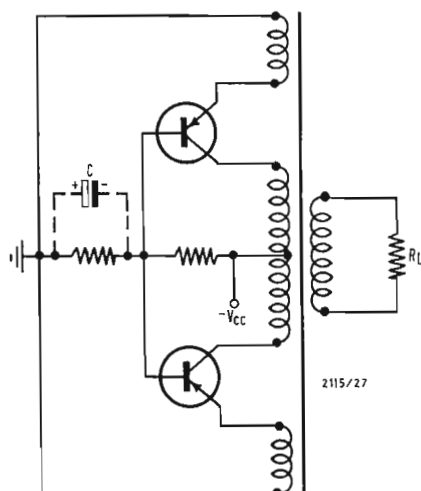



Fig. 11 - Circuito di polarizzazione nel montaggio base a massa.

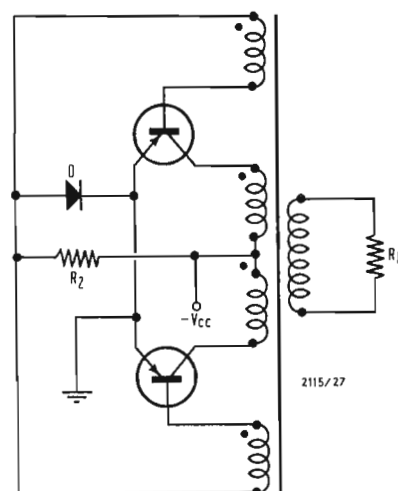



Fig. 12 - Circuito di polarizzazione nel montaggio emettitore a massa con diodo al posto di R_1.

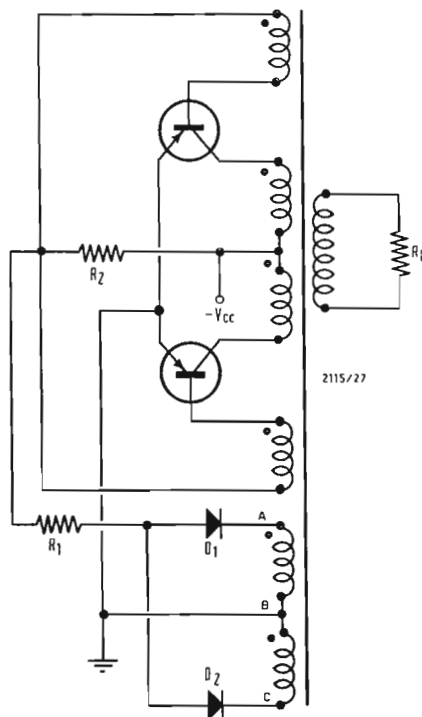



Fig. 13 - Circuito di polarizzazione con la resistenza ($R_1 + D$) variabile in funzione dell'ampiezza del segnale d'uscita.

catore, cioè con corrente di collettore minore.

2) Nella scelta del semiconduttore da impiegare nel transistore, la preferenza netta va al silicio molto puro. In questo campo si sono avuti grandissimi progressi in questi ultimi anni particolarmente per quanto riguarda la potenza dissipabile. Come risultato delle ricerche sulla preparazione dei materiali è stato sviluppato un nuovo metodo di produzione di silicio molto puro (una parte di impurità su 10^9 di silicio) ed i perfezionamenti nella tecnologia dei transistori permettono di effettuare un buon controllo sulle caratteristiche del dispositivo in modo da ridurre la tolleranza sui dati di funzionamento. Attualmente in prove di laboratorio sono stati fatti lavorare dei transistori al silicio con tensioni fino a 200 V e correnti fino a 30 A. Questo significa che una piccola potenza può essere utilizzata per comandare 6 kVA con un solo dispositivo; collegando in modo opportuno i transistori in serie o in parallelo si può ovviamente comandare una potenza decisamente maggiore.

3) Per quanto concerne la tensione massima sopportabile, si ricorda che la tensione applicata ad un transistore bloccato in un convertitore ad onda intera è doppia della tensione d'alimentazione più le sovratensioni. Così il transistore deve essere scelto in modo da sopportare una tensione di valore doppio dell'alimentazione più un certo fattore. Come ordini di grandezza si possono fissare i seguenti valori:

Alimentazione	Tensione collettore-emettitore
24 ÷ 28 V	60 ÷ 80 V
12 ÷ 14 V	30 ÷ 40 V
6 ÷ 8 V	20 ÷ 40 V

4) Si è parlato degli svantaggi di una saturazione troppo spinta; questo però non esclude che sia opportuno far lavorare i transistori in saturazione perchè solo in questo modo si è sicuri che nelle condizioni stabili (saturazione ed anche interdizione) la potenza dissipata è effettivamente bassa e che una eventuale piccola variazione nella I_B (cioè nel circuito di comando) non varia l'uscita del dispositivo.

5) Per diminuire la potenza dissipata sul transistore si possono adottare particolari accorgimenti che ora esamineremo: *a*] applicazione di un condensatore in parallelo al primario del trasformatore. In questo modo si ottiene una diminuzione della frequenza di oscillazione libera per cui, durante la fase di bloccaggio, la tensione V_C sale più lentamente dando tempo alla corrente di collettore di diminuire. *b*] Inserzione di un condensatore in parallelo al circuito di polarizzazione come è indicato a tratti in fig. 11 (v. parag. seguente). Il consensatore si carica col negativo sulle basi e lo si può immaginare come una batteria inserita con uguale polarità. All'inizio del bloccaggio viene applicata questa controtensione che rende molto più decisa l'interdizione e quindi molto più rapido il tempo di caduta della corrente I_C. *c*] Uso di un trasformatore di eccitazione separato da quello d'uscita, in modo che oltre alla maggior libertà di progetto (disponendo di due trasformatori), si ottiene che il trasformatore di potenza non funziona in saturazione, per cui si può limitare l'accumulo di energia nel nucleo; l'eccitazione è relativamente indipendente dal trasformatore di potenza per cui si può controllare separatamente l'oscillazione libera del trasformatore ed il pilotaggio dei transistori; ed in particolare il picco di corrente di collettore nei transistori può essere contenuto entro limiti molto più ristretti specialmente nel funzionamento a vuoto.

7. - CIRCUITI PER L'INNESCO

Finora si è parlato del circuito supponendolo già funzionante, cioè a regime. Occorre però preoccuparsi dell'innesco delle oscillazioni in quanto il dispositivo, quando viene alimentato, ben difficilmente inizia ad oscillare in modo spontaneo, mancandovi una tensione indotta sulle basi. È possibile che, per disimmetria del sistema o comunque per rumore termico, vi sia un transistor preferito che pertanto comincia una oscillazione (la quale, dato il grado di sovraeccitazione, va rapidamente in regime di bloccaggio) senza comando esterno. Ma questo non è molto probabile, e comunque non può essere garantito. L'innesco è tanto più difficile a verificarsi spontaneamente quanto maggiore è il carico del circuito e quanto minore è la temperatura del complesso. L'influenza della temperatura è evidente, ricordando che ad essa è dovuta la circolazione di una piccola corrente (I_{C0}) anche in assenza di polarizzazione base-emettitore. Questa corrente, vedi fig. 8, passando in parte nel circuito di base, che comporta in se una certa resistenza serie R_b (dovuta alla resistenza trasversale dello strato di base nonchè a quella dei reofori con relative saldature) polarizza nel senso di conduzione la giunzione base-emettitore e può essere causa di instabilità (svantaggiosa nei normali circuiti amplificatori, ma utile in questo caso per dare l'avvio alle oscillazioni). Comunque, per garantire l'innesco, viene sempre inserito un apposito circuito di polarizzazione. Esaminiamo i circuiti più utilizzati:

1) Un sistema è quello di inserire una batteria apposita, come illustrato in fig. 9. Per spiegare il funzionamento di questo circuito si fissi una V_b molto maggiore della tensione indotta negli avvolgimenti 1 e 4 in modo che il circuito di polarizzazione si comporti come una sorgente a corrente costante di ampiezza E_b/R_b. Si supponga T_1 in conduzione e T_2 bloccato. La tensione tra base e massa (V_B) [che è uguale a

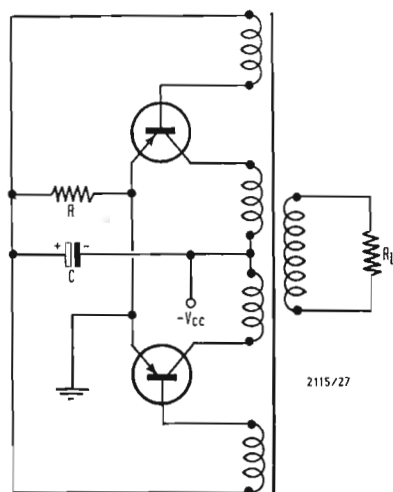



Fig. 14 - Circuito di polarizzazione mediante condensatore.

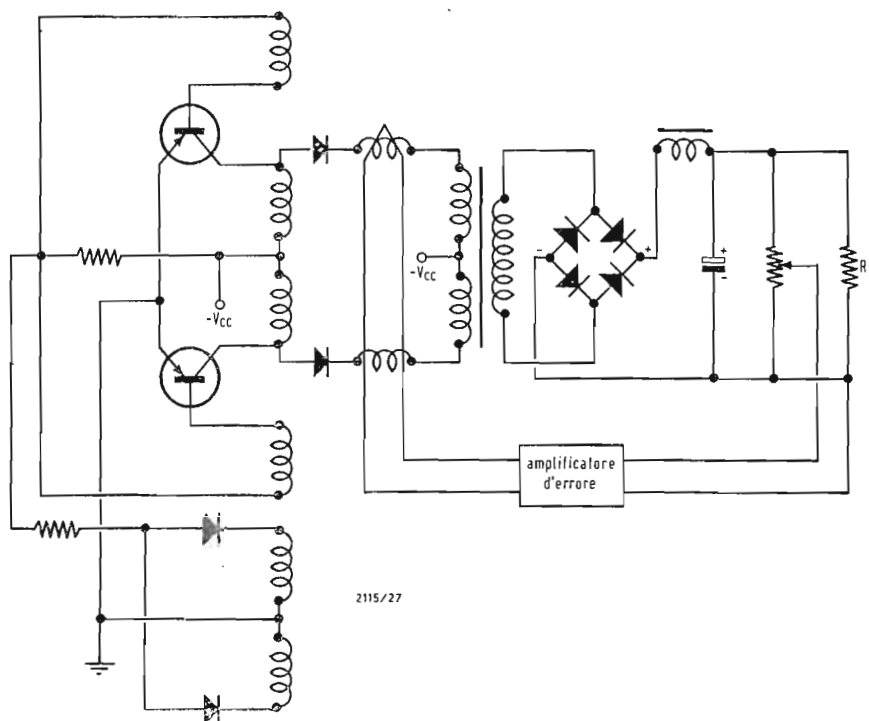



Fig. 16 - Circuito di regolazione mediante amplificatore magnetico.

Fig. 15 - Circuito di regolazione mediante ponte di Graetz.

quella tra base ed emettitore] di T_2 è uguale alla somma delle tensioni indotte negli avvolgimenti 1 e 4 meno la tensione base-emettitore di T_1 (V_B). Si ha cioè:

$$V_B = 2\,V_r - V_B\,,$$

dove con V_r si è indicata la tensione di reazione presente ai capi di uno dei due avvolgimenti di reazione. L'ordine di grandezza di V_B è di circa 0,5 V; essendo 2 V_r certamente maggiore di V_B si ha che V_B è positivo; questo ci garantisce che T_2 è bloccato e che tutta la corrente di polarizzazione deve passare in T_1. I valori della caduta di tensione V_B e di quella indotta (V_r) nell'avvolgimento 1 praticamente non hanno alcun effetto sull'ampiezza della corrente di polarizzazione I_b in quanto si considera V_b grande. Si ritiene quindi $I_b = V_b/R_b$, mentre per l'esattezza si dovrebbe scrivere:

$$I_b = (V_b + V_1 - V_B)/R_b$$

essendo V_1 la tensione indotta nell'avvolgimento 1. Così in questo circuito, la funzione della tensione indotta V_r non è precisamente di produrre una corrente nel circuito di base, ma piuttosto di fornire una tensione di interdizione al transistore che deve essere bloccato.

2) Anzichè utilizzare una batteria apposita, è possibile ricavare la polarizzazione dalla alimentazione stessa; il circuito diventa quello in fig. 10 per il montaggio emettitore a massa ed in fig. 11 per il montaggio con base a massa. R_2 deve essere la più alta possibile senza diminuire la facilità d'innesco alle temperature inferiori e con carico massimo, R_1 si regola fino a che i transistori sono saturati. In queste condizioni, quando l'uscita è cortocircuitata, le oscillazioni cessano, proteggendo il convertitore dai cortocircuiti. Se le resistenze non si regolano bene si ha invece, ed è questo un grande inconveniente del circuito, instabilità in caso di cortocircuito.

Questo sistema è utilizzato solo per circuiti a basse potenze; diversamente la dissipazione nel partitore diventa notevole, il che è particolarmente dannoso nel caso di montaggio molto compatto, o se si prevede l'impiego ad alte temperature ambiente, per la possibilità di riscaldare eccessivamente i transistori.

3) Per ovviare a questo inconveniente si può sostituire al posto di R_1 un diodo, disposto come in fig. 12. In questo modo si ottiene una minor dissipazione di potenza; infatti, appena applicata la tensione, le basi vengono polarizzate a $-V_{CC}$, il che fa innescare rapidamente le oscillazioni; quando poi una base conduce, il diodo collega il ritorno di base a terra. Conseguentemente il circuito presenta una minor influenza alla temperatura, ma ha lo svantaggio di un costo maggiore (del diodo rispetto alla resistenza).

4) Volendo limitare la corrente base-emettitore ad un determinato valore, occorre rendere R_1 variabile in funzione delle condizioni di lavoro del circuito. A questo scopo si utilizza lo schema di fig. 13. Come si vede, la resistenza fissa R_1 va a massa attraverso un diodo che è opportunamente polarizzato da un

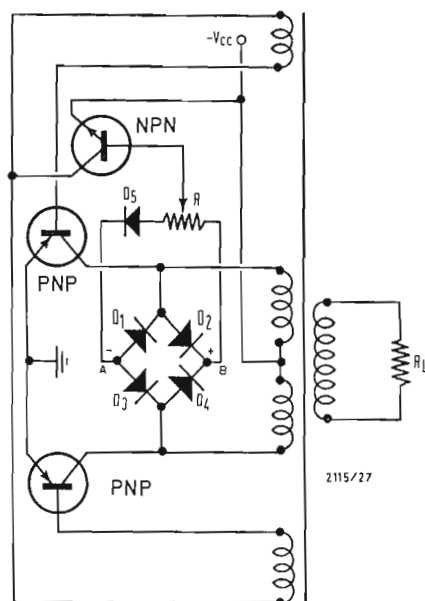
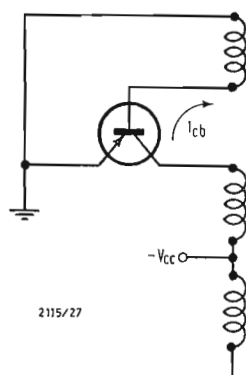



Fig. 17 - Transistore funzionante come tosatore delle sovratensioni.

Fig. 18 - Limitazione delle sovratensioni mediante condensatore sul collettore.

avvolgimento concatenato (ABC) ai normali avvolgimenti del circuito. Riferendoci alla figura, se consideriamo che i puntini neri rappresentino il lato dell'avvolgimento che nel semiperiodo considerato è positivo, D_1, avendo un positivo sul catodo, è bloccato, mentre D_2 ha un negativo per cui si presenta come una bassa resistenza (variabile a seconda della polarizzazione) in serie ad R_1.

5) Un altro sistema è quello a condensatore di fig. 14. Appena inserita l'alimentazione, C si comporta come un cortocircuito e tutta la V_{CC} si trova ai capi di R permettendo un sicuro innesco; poi il condensatore si carica ed isola R dall'alimentazione. Il valore di R per unità con potenza d'uscita bassa (< 100 W) può essere di 5 Ω. Esso va diminuito per potenze d'uscita maggiori. C varia da 100 a 500 μF e va scelto per garantire l'innesco nelle condizioni ambientali più fredde ed a pieno carico.

8. - CIRCUITI DI REGOLAZIONE

Se si vuole che la tensione d'uscita sia tenuta costante, occorre inserire adatti circuiti di regolazione. Questi funzionano sul principio della reazione, cioè parte del segnale d'uscita viene portato nuovamente in ingresso per regolare il funzionamento del circuito. Un sistema abbastanza semplice è quello illustrato in fig. 15. La tensione al primario del trasformatore (che è quindi proporzionale alla tensione d'uscita) viene raddrizzata dal ponte di Graetz costituito dai diodi D_1, D_2, D_3 e D_4. Questa tensione, col positivo sul punto B ed il negativo sul punto A, è applicata alla resistenza variabile costituita dal potenziometro R ed al diodo D_5 e va quindi a polarizzare positivamente la base del transistore T_3 che è del tipo *npn* (richiede quindi il positivo sul collettore e sulla base ed il negativo sull'emettitore). Come è rilevabile in figura, T_3 è applicata in modo da derivare verso il negativo dell'alimentazione (che per la c.a. è a massa) una parte del segnale di reazione. Così quando la tensione di uscita supera il valore voluto, la tensione al primario del trasformatore è alta per cui si ha una maggior tensione (positiva) sulla base di T_3; questo conduce di più, cioè presenta una resistenza collettore-emettitore minore e shunta di più la tensione di reazione che, diminuendo, fa scendere la tensione d'uscita. In questo modo si ottiene la voluta reazione dell'uscita sull'entrata e si stabilizza la tensione d'uscita. Questo circuito presenta il vantaggio di non richiedere un grande aumento di componenti ed è quindi abbastanza economico: esso viene molto usato in convertitori a bassa potenza.

Un altro sistema è quello di usare come reazione un amplificatore magnetico. Riferiamoci al circuito di fig. 16. Parte della tensione d'uscita, già raddrizzata e filtrata, viene prelevata mediante il potenziometro R inserito in parallelo al carico. Essa viene inviata ad un amplificatore differenziale che, confrontandola con una tensione fissa di riferimento, fornisce in uscita una tensione amplificata, che si può chiamare d'errore, la quale caratterizza di quanto scarta la tensione d'uscita rispetto al valore voluto. Questo segnale fa circolare una corrente negli avvolgimenti delle due induttanze con nucleo magnetico variandone la saturazione. L_1 ed L_2 si comportano quindi come impedenze di resistenza alta durante una parte del ciclo per cui si limita il valore medio della tensione d'uscita.

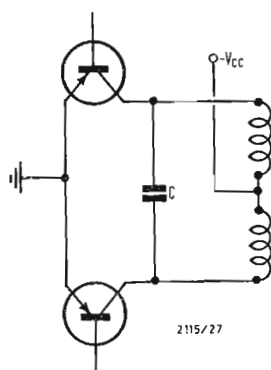
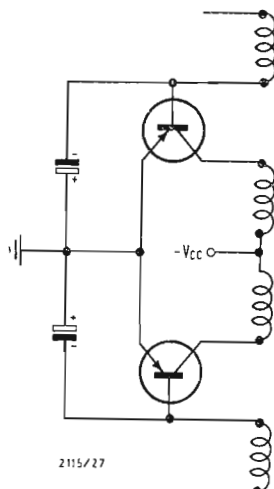



Fig. 19 - Limitazione delle sovratensioni mediante condensatore tra base ed emettitore.

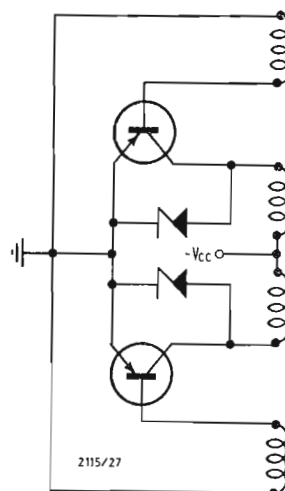



Fig. 20 - Limitazione delle sovratensioni con diodo Zener tra collettore ed emettitore.

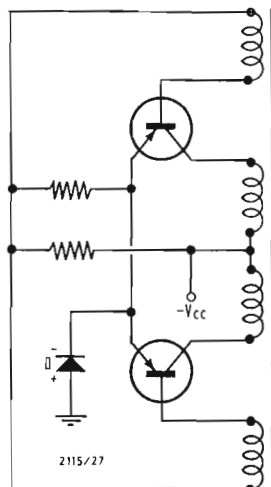



Fig. 21 - Circuito a diodo per la protezione contro le inversioni di polarità dell'alimentazione.

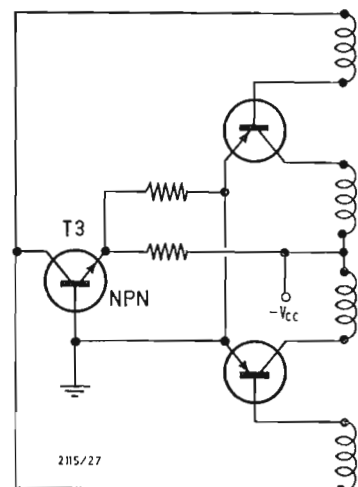



Fig. 22 - Circuito a transistor per la protezione contro le inversioni di polarità dell'alimentazione.

9. - SULLA SOVRATENSIONE

Una delle maggiori difficoltà in questi tipi di convertitori, quando non è previsto un dispositivo di protezione è la scelta dei transistori di commutazione a causa della eccessiva tensione inversa collettore-emettitore. Nel funzionamento normale, la tensione inversa in un transistore bloccato è, al minimo, doppia della tensione d'ingresso. Se sull'ingresso si hanno transitori, questi devono essere sommati alla tensione inversa istantanea sul transistor. Altra sorgente di picchi è l'induttanza di dispersione, di valore finito, del trasformatore d'uscita. Inoltre anche un cattivo accoppiamento tra le due metà del primario può peggiorare notevolmente le condizioni di sovratensione; un rimedio assai efficace generalmente seguito in questi casi è quello di avvolgere le due metà di avvolgimento col più fitto incrocio possibile, e cioè ad avvolgimento bifilare.

Comunque sono stati elaborati degli appositi circuiti per la protezione dei transistori, che ora esamineremo:

1) Un effetto di limitazione è insito nel transistore stesso; infatti (come è illustrato nello schema in fig. 17), quando la tensione ai capi dell'avvolgimento primario supera la differenza $V_{CC} - V_r$ (praticamente la tensione di batteria diminuita di qualche volt) il diodo collettore base comincia a condurre costituendo un vero e proprio « tosatore » (« clipper » nella letteratura americana). D'altra parte però, l'effetto finale è subordinato alla impedenza presentata dal diodo collettore base più le impedenze in serie ad esso (induttanza di dispersione tra avvolgimento di eccitazione e primario, resistenza dello stesso avvolgimento), nonchè al picco di corrente che l'induttanza complessiva deve scaricare sul circuito tosatore ed alla ripidità del fronte d'onda della corrente stessa.

2) Un altro metodo è quello di inserire una capacità ai capi del primario del trasformatore (v. fig. 18). Durante la fase di commutazione, il condensatore, che presenta una reattanza nulla ad una variazione brusca di tensione, shunta il picco di tensione, evitando che danneggi il transistor. In altre parole, il condensatore si comporta come un volano, che assorbe l'energia durante il tempo di commutazione. La presenza della capacità preserva il transistore anche da un altro pericolo, quello di superare la potenza massima dissipabile. Infatti, appena inizia l'interdizione, si può verificare che la corrente di collettore sia ancora alta mentre la tensione di collettore sta già crescendo, per cui il loro prodotto è troppo elevato. Il condensatore diminuisce la frequenza di oscillazione libera dell'avvolgimento primario per cui la tensione di collettore sale più lentamente, dando tempo alla corrente di diminuire. Il valore di capacità si ricava sperimentalmente; comunque non è tale da richiedere l'impiego di elettrolitici (l'ordine di grandezza può essere di 0,1 $\div$ 0,2 μF).

3) In questa disposizione (v. fig. 19), il condensatore è inserito tra emettitore e base. Quando T_1 passa in conduzione e perciò la sua base tende a diventare fortemente negativa, questo potenziale viene inizialmente shuntato verso massa (fino a che C_1 si è caricato) impedendo una saturazione troppo rapida. Quando T_1 si blocca, anche questo non avviene istantaneamente, perché prima che la base di T_1 vada a terra occorre che C_1 si scarichi. I condensatori devono avere alti valori di capacità.

4) Se le sovratensioni sono molto elevate, i condensatori non sono sufficienti

a garantire una buona protezione; in questo caso si inseriscono diodi Zener di potenza tra il collettore e l'emettitore (v. fig. 20). In questo modo si è certi che la sovratensione (che superi la tensione di Zener) viene messa a massa preservando il transistore. Questo metodo è molto efficace per picchi molto stretti sia dovuti all'ingresso sia alla reattanza di dispersione del trasformatore.

10. - PROTEZIONE CONTRO LE INVERSIONI

Uno dei pericoli maggiori per un circuito a transistori di qualsiasi tipo è la possibilità di invertire le polarità dell'alimentazione. Qualora si verificasse questo errore, molto probabilmente si avrebbe un danneggiamento irreparabile delle giunzioni per cui sarebbe necessaria la sostituzione totale o quasi dei semiconduttori presenti. Per evitare questo rischio sono stati progettati alcuni circuiti di protezione che ora esaminiamo:

1) Un sistema molto semplice ed economico è quello di inserire un diodo in serie al circuito d'alimentazione, con le polarità indicate in fig. 21. Qualora venga erroneamente collegata al morsetto *A* una tensione positiva (caso dei transistori pnp) il diodo *D* presenta una resistenza inversa molto elevata per cui la corrente che fluisce nei transistori risulta decisamente bassa. Quando la polarità è giusta, il diodo si trova polarizzato nel senso diretto per cui non cambia il funzionamento del circuito. Naturalmente ne riduce il rendimento.

2) La fig. 22 illustra un altro circuito di protezione in cui si utilizza il transistore T_3 nel circuito di polarizzazione di base che, qualora si applichino le polarità invertite, viene interdetto per cui la corrente di base dell'oscillatore viene limitata allo stesso valore della corrente d'interdizione di T_3. Quando invece il circuito funziona correttamente, ai capi di questo transistore la caduta di tensione sarà molto piccola, però il transistor dovrà sopportare la totale corrente di base. In condizioni di polarità invertita, T_3, per evitare il suo danneggiamento, dovrà avere un valore di tensione inversa di rottura, superiore alla tensione di alimentazione.

11. - CONSIDERAZIONI SUL TRASFORMATORE

I requisiti richiesti al trasformatore sono:

a) nucleo che si satura in modo netto;
b) accoppiamento stretto tra gli avvolgimenti;
c) reattanza a bassa dispersione.

Per quanto riguarda il nucleo si possono impiegare normali nuclei a lamine, a *C* tagliati oppure no, di acciaio a grani orientati, di ferrite, o materiali di ferronickel avvolti a nastro, ecc. Poichè il nucleo è pilotato da saturazione a saturazione in ogni ciclo, e si desidera una saturazione ripida, occorrono materiali di buona qualità, tuttavia anche coi migliori nuclei laminati la frequenza di operazioni deve essere limitata per minimizzare le perdite. Per frequenze più elevate si sono sperimentati nuclei in

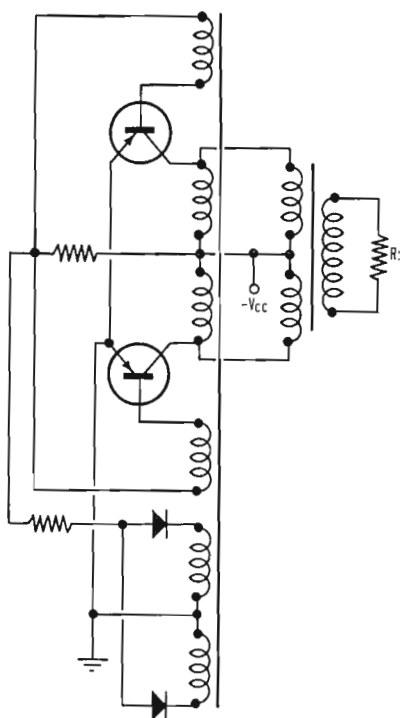



Fig. 23 - Convertitore in cui il trasformatore dell'oscillatore è separato dal trasformatore di uscita.

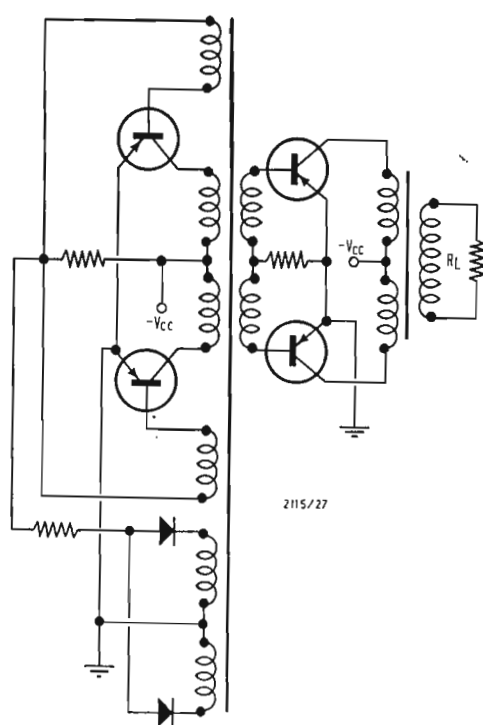



Fig. 24 - Convertitore pilotante un altro stadio in push-pull.

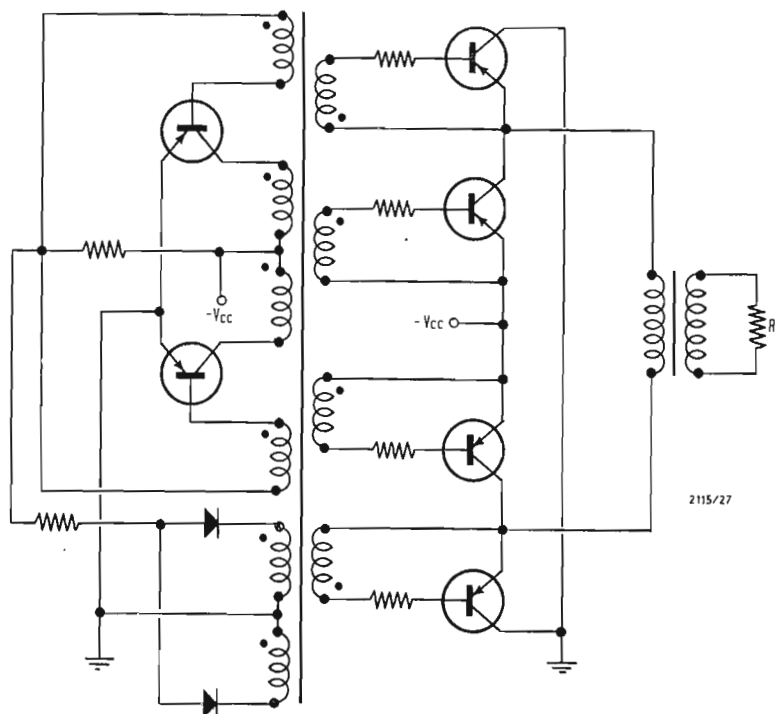



Fig. 25 - Convertitore con stadio pilotato a ponte.

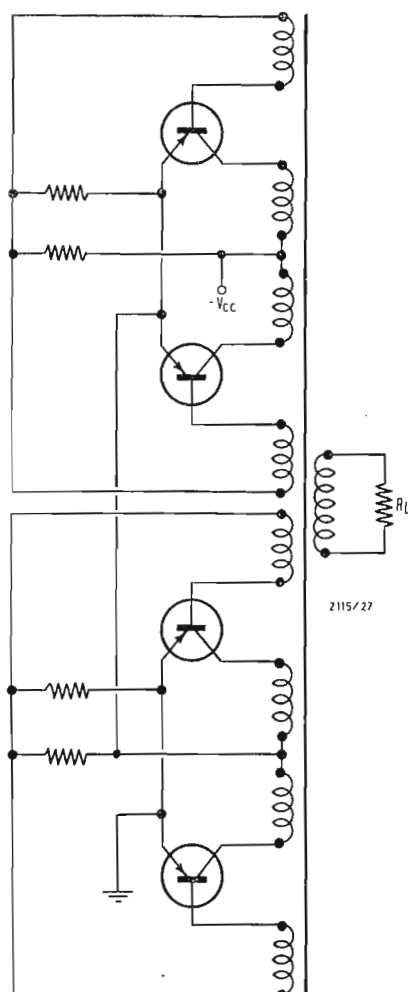



Fig. 26 - Convertitore per alte tensioni d'alimentazione.

ferrite a ciclo d'isteresi rettangolare che presentano minori perdite. Essi hanno tuttavia l'inconveniente di possedere un'induzione di saturazione molto più ridotta, e richiedono quindi avvolgimenti con numero di spire più elevato. Se il nucleo possiede un ciclo di isteresi non rettangolare, la forma d'onda si modifica deformandosi irregolarmente.

Si può dimostrare che il rendimento in potenza del convertitore migliora se la saturazione del nucleo magnetico non è troppo spinta. Regolando opportunamente la polarizzazione e le spire degli avvolgimenti di reazione si può avere un rendimento dell'85%. Per ottenere un accoppiamento stretto si usano nuclei toroidali con tecniche d'avvolgimento particolari; per migliorarlo si possono impiegare avvolgimenti bifilari o trifilari. Occorre inoltre controllare che le caratteristiche del nucleo siano molto stabili al variare della temperatura in tutta la gamma che può essere sopportata dal transistor.

Per quanto concerne la scelta della frequenza, il limite inferiore è fissato dai requisiti del carico e dalle dimensioni permesse per i componenti magnetici.

Il limite superiore dipende dalle caratteristiche di taglio di frequenza del transistor e dalle perdite del nucleo magnetico. Attualmente s'impiegano frequenze da 60 a 2000 Hz; in seguito si potranno ottenere frequenze superiori con alti livelli di potenza, con nuclei di ferrite ad elevata densità di flusso di saturazione, ciclo d'isteresi rettangolare, insensibilità alla temperatura.

La normale equazione del trasformatore:

$V = 4{,}44 \cdot 10^{-8} A \cdot C_r \cdot f \cdot B \cdot N$

dove

A = area del nucleo in pollici quadrati
C_r = coefficiente di riempimento del nucleo
f = frequenza di funzionamento
B = densità di flusso di saturazione, in linee per pollice quadrato
N = numero di spire
V = tensione ai capi dell'avvolgimento

nel caso di funzionamento ad onda quadra deve venir modificata portando il valore della costante a $4 \cdot 10^{-8}$. Si ricordi che ai capi del trasformatore si ha il doppio della tensione d'alimentazione meno la caduta di tensione nel transistore. Esprimendo A in cm² e B in gauss, l'equazione si può scrivere:

$$\frac{N}{V} = \frac{25 \cdot 10^6}{A \cdot C_r \cdot f \cdot B}.$$

Si migliora il rendimento scegliendo una frequenza molto bassa (≤ 400 Hz) ciò che diminuisce le perdite di inversione dei transistori e le perdite di isteresi del nucleo magnetico. I trasformatori d'uscita ed i trasformatori pilota, nei circuiti convertitori più complessi, si progettano in modo analogo eccetto che si usa una densità di flusso molto al disotto della saturazione.

12. - CIRCUITI MODIFICATI

Sono stati elaborati, dai tecnici americani, vari circuiti modificati, adatti per

applicazioni un po' particolari. Ne riportiamo alcuni esempi indicando per ognuno le caratteristiche ed i vantaggi essenziali.

a) Per potenze superiori a 50 W si preferisce separare i trasformatori dell'oscillatore e d'uscita (v. fig. 23); in questo modo, dovendo saturare solo quello dell'oscillatore, la extracorrente richiesta per la saturazione è piccola rispetto a quella di carico.

b) Il convertitore pilota ha un'altro stadio in push-pull in modo da portare i due transistori di quest'ultimo in saturazione od interdizione come nell'oscillatore (v. fig. 24). S'impiega quando occorre alimentare un motore o qualche altro carico molto reattivo o comunque variabile, oppure per regolare in frequenza uno stadio a bassa potenza e all'occorrenza si utilizzano più stadi in serie per passare dal primo stadio di comando di pochi mW ad uno stadio d'uscita di parecchie centinaia di watt.

c) Con stadio pilotato a ponte (v. fig. 25). La tensione inversa sui transistori è pari alla tensione d'alimentazione anzichè al doppio di essa. S'impiega con carichi reattivi o molto variabili, dove in un circuito ad onda intera si avrebbe una sovratensione eccessiva. Il circuito richiede una potenza pilota doppia.

d) Per alte tensioni d'alimentazione (v. fig. 26) si utilizza una serie di convertitori impieganti un nucleo unico per i trasformatori. Non si richiede equalizzazione di tensione perchè il medesimo circuito magnetico assicura che le tensioni si suddividano in parti uguali, infatti, essendo gli avvolgimenti del trasformatore tutti sullo stesso nucleo, viene assicurato che la tensione di alimentazione si divide equamente tra le due paia di transistori; questo perchè per soddisfare le equazioni del circuito magnetico, tensioni uguali devono apparire su un numero uguale di spire per ogni avvolgimento su un singolo nucleo. Mentre il circuito sopporta bene sovraccolpi d'ingresso, occorre invece ridurre al minimo i picchi dovuti all'induttanza di dispersione. È pure opportuno ottenere il massimo accoppiamento possibile tra i due avvolgimenti, si consiglia pertanto un avvolgimento bifilare. Altra importante considerazione è l'effetto delle tensioni di picco sul circuito del secondario. Per un sovraccolpo al primario si ha corrispondentemente un aumento di tensione alternata al secondario. I diodi scelti devono perciò sopportare il picco di tensione inversa e così pure il condensatore di filtro. Sul modello di questo circuito si possono costruire circuiti a 6 coppie di transistori per funzionare su tensioni d'ingresso più elevate. Aumentando il numero di coppie occorre ridurre la frequenza; per questo è necessario assicurare che l'innesco e la saturazione dei transistori avvenga nello stesso istante per tutti. Se questo non si verificasse si avrebbe un picco sui transistori che hanno il tempo di salita minore.

2115/27

Fig. 27 - Convertitore ad un solo transistore; *T* è l'interruttore per l'innesco.

13. - CONVERTITORE AD UN SOLO TRANSISTOR

Si può realizzare un convertitore ad un solo transistor con il circuito di fig. 27. Il suo funzionamento, basato sempre sullo stesso principio, è il seguente: supponendo che il transistor cominci a condurre, circola corrente nel tratto *AB*. Questa, per autoinduzione, passa in *CA* e viene applicata sulla base in modo da creare una reazione positiva per cui la impedenza del transistor diminuisce sempre più. In questo modo cresce I_C e quindi il flusso magnetico fino alla saturazione del circuito magnetico del trasformatore, il che fa sparire le correnti indotte negli avvolgimenti e la tensione sulla base scende. In questa condizione il circuito di collettore si apre e l'energia magnetica accumulatasi nel nucleo del trasformatore si scarica nel circuito del diodo D_1 fornendo un impulso in uscita e permettendo di iniziare nuovamente il ciclo. L'impulso, opportunamente raddrizzato e filtrato da D_1 e C_1 fornisce la tensione in uscita. Il diodo D_2 e l'avvolgimento *L* servono come protezione contro i picchi di tensione; volendo migliorare il rendimento del circuito si può aggiungere un condensatore C_2 in parallelo all'avvolgimento *AB* del collettore per realizzare un circuito risonante. Se effettuiamo un confronto tra il circuito convenzionale a due transistor in push-pull e quest'ultimo possiamo osservare che il primo ha, rispetto al secondo, il vantaggio di presentare una bassa impedenza interna, la possibilità di fornire una tensione più elevata e non richiede un filtro di spianamento molto complicato in quanto la corrente raddrizzata dopo l'elevazione di tensione è pressochè continua, come la corrente assorbita alla batteria. Per contro ha lo svantaggio di una maggior difficoltà per regolare la tensione d'uscita e di un maggior costo.

14. - BIBLIOGRAFIA

Royer G., A switching transistor d.c. to a.c. converter having an output frequency proportional to input voltage. *AIEE Trans., Communications and electronics*, Vol. 74, pag. 322, 1955.

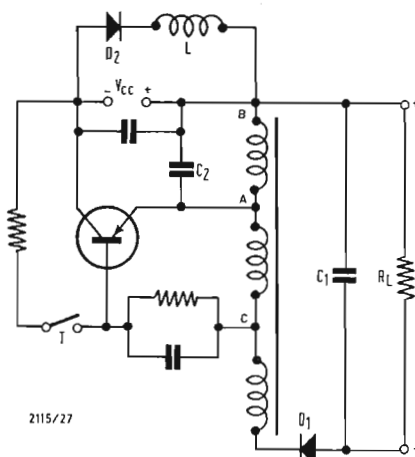
Smyth R., Shorr M., Transistorised power sources for d.c. to a.c. and d.c. to d.c. conversion, *Electronic design*, 15 novembre 1956.

Schwartz S., Selected semiconductor circuits hand-book *J Wiley & Sons.*, II ediz., 1961.

Muller A., Sartre J., Convertisseur de courant continu a transistors montés en push-pull, *Annales de radioelectricité* T. XIII, n. 53, luglio 1958.

Kadri F., Control of frequency and phase displacement in transistor converter circuits by means of R.C. networks.

Philips, *Semiconductor manual*, 1959: OC76, pag. 5.

A.

L. C.

Piccola antenna in ferroxcube Philips per ricezione in VHF*

Nel corso di questi ultimi anni si è verificato un aumento significativo del numero dei trasmettitori di radiodiffusione a modulazione di frequenza in banda VHF. Conseguentemente è sensibilmente cresciuta la disponibilità sul mercato di numerosi nuovi tipi di ricevitori portatili per VHF. L'antenna a dipolo di dimensioni piuttosto estese, necessaria in tali apparecchi per consentire una buona ricezione, costituisce però evidentemente un inconveniente che oggi è tuttavia possibile eliminare utilizzando un nuovo tipo di elemento in ferroxcube di cui appunto forniremo qualche ragguaglio nel corso del seguente articolo.

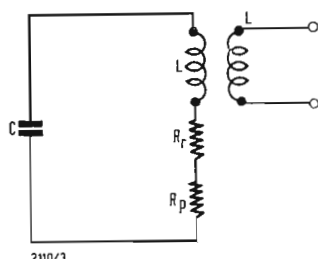



Fig. 1 - Circuito equivalente di una antenna induttiva. *L* è l'induttanza, *Rr* la resistenza di radiazione, *Rp* la resistenza di perdita della spira cilindrica, *C* la capacità di accordo, ed *L'* l'induttanza della spira di accoppiamento.

1. - ANTENNE A DIPOLO PER VHF

È noto che al giorno d'oggi le emittenti di radiodiffusione, quelle di televisione, e numerosissimi servizi commerciali di telecomunicazione utilizzano per le proprie trasmissioni la banda delle frequenze ultracorte, generalmente nota come banda VHF. Occorre constatare a questo proposito che, sebbene i moderni ricevitori per VHF abbiano assunto, conseguentemente ai progressi notevoli attuali in questo settore dalla tecnica elettronica, delle dimensioni di ingombro assai ridotte rispetto ai precedenti modelli, le antenne per essi previste non hanno invece superato lo stadio del tradizionale dipolo in semionda. Non è certo difficile trovare le ragioni di questo fatto in quanto il suddetto dipolo presenta numerosissimi vantaggi fra i quali una struttura assai semplice ed economica, identità fra il valore dell'impedenza caratteristica di alimentazione e quella propria del cavo e dell'ingresso del ricevitore, una larghezza di banda adeguata, una debole attenuazione e la possibilità di aumentarne le caratteristiche di direttività mediante l'aggiunta di elementi passivi (il che realizza un'antenna Yagi).

Nei confronti dell'attuale tendenza a costruire ricevitori sempre più compatti, il dipolo tradizionale in semionda costituisce, tuttavia, un inconveniente non trascurabile, dato che — mentre il ricevitore è praticamente tascabile — la sua antenna risulta essere lunga più di 1 metro!

È vero che è anche possibile utilizzare un dipolo più corto di quello in semionda, ma è altrettanto vero che tale soluzione non consente di raggiungere i migliori risultati sia dal punto di vista del rendimento intrinseco sia da quello dell'adattamento d'impedenza con i circuiti risonanti di ingresso del ricevitore. Inoltre, sotto tali condizioni, la ricezione può essere facilmente interferita dalla presenza di campi perturbatori dovuti alla vicinanza di linee di trasporto della tensione alternata di rete, poichè è noto che un dipolo di lunghezza inferiore alla semionda è particolarmente sensibile alla componente elettrica di un qualsiasi campo elettromagnetico. Sebbene la esperienza pratica dimostri che le stazioni molto potenti possono essere chiaramente ricevute anche con uno spezzone di filo con funzione di antenna, ovviamente si tratta di risultati fortuiti che certamente non possono soddisfare l'esigenza imposta dal problemá tecnico.

Per le varie ragioni elencate, e desiderando trovare anche a questo problema una efficace soluzione, da qualche tempo sono stati condotti degli studi per appurare se una *piccola antenna induttiva di ferroxcube* potesse offrire in VHF i medesimi ottimi risultati conseguibili con i ben noti nuclei ferromagnetici sulla gamma delle onde medie e lunghe. Confrontando una piccola antenna in ferroxcube con un dipolo delle medesime dimensioni, si riscontrano i seguenti vantaggi:

1) Un più elevato valore del prodotto del rendimento per la larghezza di banda; il materiale ferromagnetico, favorendo la concentrazione del campo magnetico, contribuisce anche a determinare un accoppiamento più stretto fra l'antenna ed il campo elettromagnetico circostante.

2) Un effetto di prossimità più marcato, per cui, in effetti, l'unica interazione con la componente magnetica del campo in prossimità dell'antenna non può originarsi che dal materiale ferromagnetico.

(*) Rielaborato da: Schiefer, G., Une petite antenne en ferroxcube pour la reception en VHF, *Revue Technique Philips*, tome 24, 1962/63, n°. 9, pag. 309. L'autore dell'articolo citato fa parte del Philips Zentrallaboratorium GmbH, Laboratorio di Aix-la-Chapelle.

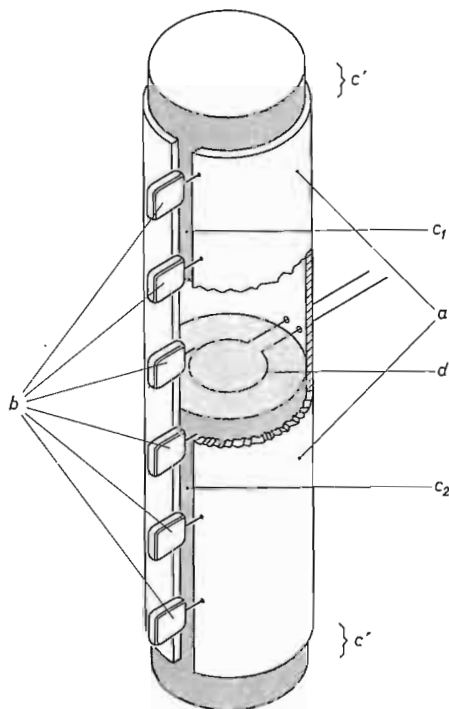



Fig. 2 - Struttura di una antenna sperimentale in ferroxcube per VHF. *a* è l'elemento risonante (lastrina di rame avvolta); *b* i condensatori fissi di accordo disposti lungo i bordi di chiusura, C_1 e C_2 le due sezioni del nucleo di ferroxcube separate per consentire l'introduzione della spira di accoppiamento *d*; *C'* indica l'entità di cui il nucleo di ferroxcube emerge dal risuonatore cilindrico alle due estremità.

3) La mancanza di una direzione di sensibilità nulla. Quando il campo di radiazione è polarizzato orizzontalmente, come appunto avviene solitamente per le emissioni di radiodiffusione in onde corte, un'antenna di tipo induttivo deve essere disposta verticalmente, per cui, sul piano orizzontale, l'antenna viene ad avere un diagramma circolare.

Di conseguenza non vi sono direzioni orizzontali verso le quali la sensibilità dell'antenna è nulla (contrariamente ai dipoli elettrici per ricevitori VHF, i quali, analogamente alle antenne induttive per onde medie e lunghe a polarizzazione verticale, danno luogo a zone di sensibilità nulla); questo ultimo fatto si rivela un sensibile inconveniente sia nel caso di ricevitori normali sia di apparecchi portatili.

Malgrado queste favorevoli proprietà, non sono state ancora realizzate antenne in ferroxcube per VHF, per la semplice ragione che fino ad oggi non erano disponibili dei materiali ferritici adatti per frequenze superiori a 10 MHz. Solo recentemente, presso i laboratori di ricerca della PHILIPS di Eindhoven, è stato messo a punto un nuovo tipo di ferroxcube che presenta una sufficiente permeabilità e delle perdite ragionevolmente basse anche sulla frequenza di 100 MHz. Questo nuovo materiale consente di realizzare delle minuscole antenne di tipo induttivo per la gamma della radiodiffusione a modulazione di frequenza (87-104 MHz). Le seguenti considerazioni sono dedicate alla descrizione di una antenna in ferroxcube sperimentale, tecnicamente utilizzabile, che può essere impiegata su un ricevitore portatile a transistori di un modello attualmente in commercio.

Le considerazioni che hanno condotto alla realizzazione di tale antenna saranno esposte unicamente da un punto di vista qualitativo. L'idea iniziale fu che le piccole antenne induttive (dicendo « piccole » vogliamo intendere considerevolmente più corte rispetto alle lunghezze d'onda ricevute) presentano il ben noto diagramma di radiazione del dipolo magnetico elementare, il cui fattore di direttività è — per definizione — uguale all'unità. Per un dipolo in semionda questo fattore è pari a 1,1, e cioè leggermente superiore, onde è possibile concludere che un'antenna induttiva — arbitrariamente piccola — presenterà approssimativamente il medesimo rendimento di un dipolo in semionda, a condizione di poter minimizzare le perdite della piccola antenna e di ottimizzarne l'adattamento di impedenza nei confronti del ricevitore. Tuttavia, è proprio detta condizione che solleva le maggiori difficoltà; infatti, più si riducono le dimensioni dell'antenna, più il suo accoppiamento con il campo circostante si indebolisce.

In rapporto con questo leggero smorzamento (irradiazione), lo smorzamento proprio del circuito di antenna dovuto alle perdite non diventa più trascurabile, con il conseguente risultato di un basso rendimento. Il basso rendimento comporta inoltre una scarsa larghezza di banda ed una impedenza d'antenna estremamente elevata alla risonanza, difficilmente adattabile con i circuiti di ingresso del ricevitore.

2. - ANTENNA SPERIMENTALE IN FERROXCUBE PER ONDE METRICHE

Il comportamento di una minuscola antenna induttiva, costituita essenzial-

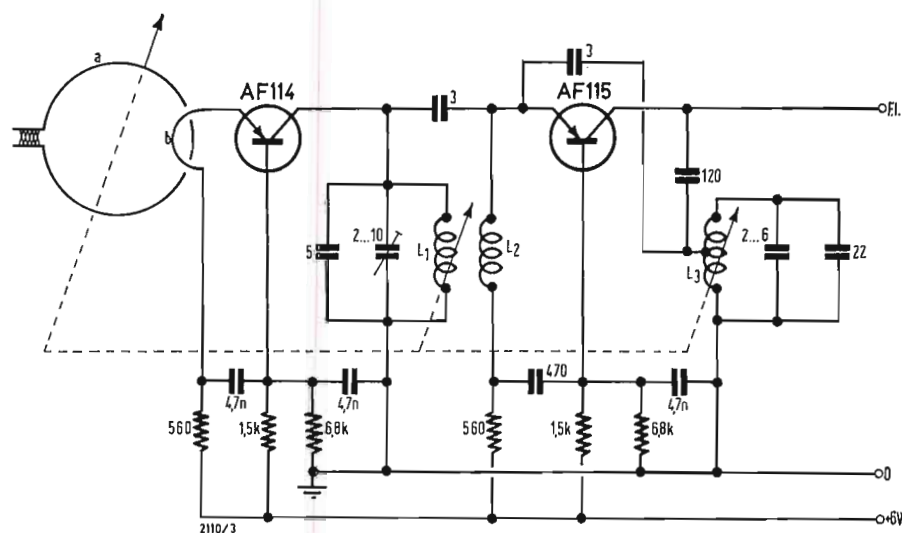



Fig. 3 - Schema elettrico del gruppo di alta frequenza il cui aspetto reale è dato in fig. 4. Esso si compone di uno stadio amplificatore (AF 114) e di uno stadio mescolatore auto-oscillante (AF 115).

Fig. 4 - Aspetto dell'antenna in ferroxcube incorporata con il gruppo di alta frequenza di un ricevitore per la gamma da 87 a 104 MHz. Per i richiami a, b, C_1, C_2 e d vale quanto detto alla fig. 2. La sbarretta di accordo e provvede allo spostamento della sezione C_2 rispetto a C_1 e contemporaneamente modifica la posizione del nucleo di ferroxcube f rispetto alla bobina h del circuito di alta frequenza e quella del nucleo g rispetto alla bobina i dell'oscillatore locale. L'accordo dei suddetti tre circuiti risulta quindi simultaneo.

mente da una spira conduttrice (risuonatore), può essere studiato riferendosi al semplice circuito equivalente illustrato in figura 1. Con riferimento ad esso, L rappresenta l'induttanza della spira, Rr è la resistenza di radiazione (che costituisce una valutazione dell'accoppiamento dell'antenna con il campo circostante e che può essere calcolata in base alle dimensioni geometriche), Rr è la resistenza di perdita del circuito e C è la capacità mediante la quale l'antenna viene accordata alla frequenza di risonanza desiderata pari, a $\omega_0/2\pi$.

L'impedenza dell'antenna viene adattata a quella del ricevitore mediante un accoppiamento lasco attuato con una seconda spira L'. La larghezza di banda relativa $\Delta\omega/\omega_0$ dell'antenna adattata ad un ricevitore è dunque:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = 2\,\frac{Rr + Rp}{\omega_0\,L}$$

ed il rendimento

$$\eta = \frac{Rr}{Rr + Rp}.$$

Per ottenere un valore elevato di η, è dunque necessario aumentare il valore di Rr e diminuire quello di Rp. Non si può dunque ottenere un maggior valore della larghezza di banda se non riducendo il valore di L.

Essendo definite le dimensioni della spira, non resta che un unico modo per aumentare il valore Rr, consistente nell'inserire nell'interno della spira un nucleo di ferroxcube con lo scopo di concentrare le linee di forza magnetica presenti nella spira stessa. Preferibilmente, la permeabilità del ferroxcube ed il rapporto lunghezza-diametro del nucleo devono essere le maggiori possibili. Tali dimensioni hanno lo scopo di aumentare l'induttanza (che deve essere minima onde ottenere un'ampia larghezza di banda) ma solo proporzionalmente a μ, quando Rr, come è possibile dimostrare, aumenta proporzionalmente a μ^2. Il valore di Rp dipende principalmente dal fattore di perdita tg δ relativo al ferroxcube; le perdite per conduzione e dielettriche del ferroxcube sono invece trascurabili, per cui $Rp = \omega_0\,L$ tg δ. Riveste allora notevole importanza procedere alla scelta di un tipo di ferrite a bassa perdita e l'attribuire — nel contempo — alla spira una induttanza quanto minore possibile, la quale ultima cosa è possibile attribuendo alla spira una struttura particolare. Si raggiungono degli ottimi risultati realizzando la spira con un lamierino di rame la cui lunghezza corrisponde pressappoco alla lunghezza del nucleo di ferroxcube.

Teoricamente, la capacità di accordo C dovrebbe essere uniformemente distribuita lungo tutto il bordo di chiusura della spira cilindrica, tuttavia, in pratica, si ottengono buoni risultati impiegando 5 o 6 condensatori separati.

In fig. 2 è illustrata la struttura di una antenna in ferroxcube per 100 MHz realizzata secondo detto principio. Si noti il circuito risonante costituito dalla spira cilindrica a e dai sei condensatori b disposti lungo i due bordi di chiusura della medesima.

Il nucleo di ferroxcube è suddiviso in due sezioni, C_1 e C_2 ciascuna delle quali emerge dal risuonatore della quantità C'; la misura ottimale di C' dipende dalla forma del nucleo e dalla permeabilità del ferroxcube. La divisione del nucleo in due sezioni è dettata dalla necessità di montaggio della spira di accoppiamento d, le cui dimensioni sono determinanti per il valore dell'impedenza ai suoi capi.

Le principali caratteristiche di questa antenna sono le seguenti: Lunghezza totale del nucleo di ferroxcube 16 cm; diametro totale del nucleo di ferroxcube 2 cm; lunghezza del risuonatore 14 cm; permeabilità relativa del ferroxcube circa 25; fattore di perdita tg δ del ferroxcube circa 0,01; larghezza di banda a 3 dB sotto la risonanza 1 MHz; rendimento 5%, — 13 dB.

La fig. 4 illustra l'aspetto effettivo dell'antenna quando sia incorporata nello stadio di alta frequenza di un ricevitore sintonizzabile sulla gamma compresa fra 87 e 104 MHz. Si noti come i vari componenti circuitali sono montati direttamente sul risuonatore, dalla parte opposta della chiusura dei due bordi, la qual cosa consente la costituzione di un insieme assai compatto. Dato che la larghezza di banda dell'antenna è di parecchio inferiore all'ampiezza della gamma menzionata, si rende conseguentemente necessario un sistema di accordo. Un efficace metodo di accordo induttivo consiste nel consentire ad una sezione del nucleo di ferroxcube di spostarsi assialmente nei confronti dell'altra, facendo cioè in modo che l'intervallo di separazione sia variabile. A seguito di tale spostamento si modifica la permeabilità del nucleo e conseguentemente la frequenza sulla quale il risuonatore è accordato (un'altra possibilità, quella cioè di un accordo capacitivo, è da ritenersi inattuabile data la presenza dei condensatori fissi).

Il circuito d'antenna dovrà essere accordato simultaneamente a quello di alta frequenza e (a meno di uno scarto costante) a quello dell'oscillatore locale.

Per attuare le suddette condizioni si tratta di risolvere un problema essenzialmente meccanico, risolto in questo caso specifico mediante la sbarra mobile e (fig. 4) la quale provoca lo spostamento di due altri nuclei di ferroxcube (f e g), che provvedono a variare, per effetto induttivo, l'accordo del circuito di alta frequenza h e quello del circuito oscillatore i. Con una regolazione minuziosa, gli scarti dello spostamento sincrono possono essere ridotti in modo tale che le conseguenze restino entro i limiti della larghezza di banda del circuito di antenna e di quello di alta frequenza.

Lo schema elettrico degli stadi di alta frequenza è rappresentato in fig. 3; esso si compone di un amplificatore equipaggiato di un transistore AF 114 e di un mescolatore auto-oscillante dotato di un transistore AF 115.

La fig. 5, invece, illustra l'aspetto interno di un radioricevitore portatile a transistori, disponibile in commercio, in cui il normale gruppo di alta frequenza è stato sostituito con quello della fig. 3.

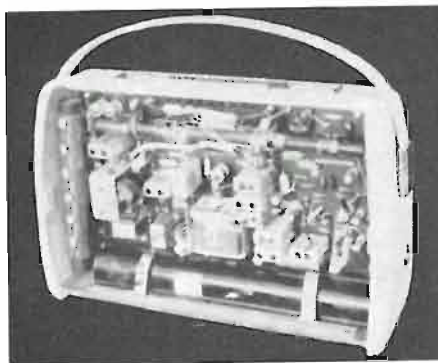
Il dispositivo di accordo è associato, attraverso un eccentrico ed una leva, all'asse del condensatore variabile (il quale ultimo viene unicamente utilizzato come tale per la sintonia delle onde medie e lunghe). Naturalmente sarebbe possibile mantenere separato il comando di accordo in VHF, come appunto è spesso desiderabile.

Fig. 5 - Ricevitore commerciale a transistori (PHILIPS « Annette ») dotato a titolo sperimentale di un'antenna ferroxcube per la gamma 87-104 MHz del tipo indicato in fig. 4. Detta antenna è montata verticalmente all'estremità sinistra dell'apparecchio. L'antenna in ferroxcube orizzontale, nella parte superiore, è quella normale per *OM* e *OL*.

3. - RISULTATI

Le qualità dell'apparecchio così modificato sono state confrontate con quelle di un modello similare munito però di un dipolo in semionda tradizionale, ove ciascun semidipolo era estensibile fino ad una lunghezza di 65 cm. Le misure di sensibilità eseguite condussero a determinare che il ricevitore con antenna in ferroxcube necessita di una intensità di campo superiore di quella necessaria per il ricevitore con dipolo, per un identico rendimento di ascolto, sebbene tale differenza non superi, a seconda della frequenza ricevuta, un valore compreso approssimativamente fra 7 e 10 dB.

Non bisogna poi dimenticare che l'antenna induttiva (verticale) riceveva altrettanto bene in ogni direzione, mentre il dipolo presentava naturalmente una direzione preferenziale, il che — in altre parole — significa che, a parità di rapporto segnale/disturbo, un dipolo non esattamente orientato avrebbe potuto richiedere un campo più intenso di quello necessario per l'antenna in ferroxcube.

Detti risultati fanno ritenere che la minuscola antenna in ferroxcube si dimostra, in pratica, più efficiente di quanto si fosse potuto ritenere in base al suo rendimento teorico valutato a 13 dB. Una ragione di questo fatto è che le antenne fabbricate in serie (dipoli) presentano una larghezza di banda molto ridotta e che il loro adattamento è assai scarso, in particolare ai limiti della gamma ricevibile. Una seconda ragione è quella che, per tali frequenze, le sorgenti di disturbi esterni comportano ancora il proprio contributo che, nei confronti del segnale utile, rimane il medesimo per entrambi i tipi di antenne. Questo fatto suggerisce che, adottando uno stadio di ingresso equipaggiato con un transistore a basso rumore quale è il tipo AF 102, si potrebbero ottenere certamente dei risultati ancora migliori. *A*

La SGS annuncia nuovi sviluppi nella tecnologia dei semiconduttori.

La SGS-FAIRCHILD (Europa) e la FAIRCHILD SEMICONDUCTOR (USA), che introducendo quattro anni fa il Processo Planare nella costruzione dei dispositivi a semiconduttore impressero una spinta decisiva allo sviluppo dell'elettronica, hanno annunciato la nascita della seconda generazione del Processo Planare, il Planare II. Questo nuovo processo permette finalmente di ottenere il controllo delle caratteristiche di superficie nei dispositivi a semiconduttore. Su questo problema si sono concentrati gli sforzi di ricerca durante gli ultimi anni nella tecnologia dei semiconduttori, poiché esso rappresentava l'ultima grande barriera verso il pieno sfruttamento del potenziale del silicio come materiale per dispositivi a semiconduttore.

L'aumentata densità di componenti attivi su una sola piastrina, che il Processo Planare II permette di ottenere, è drammaticamente illustrata dalla microfoto di un circuito integrato contenente 456 componenti attivi. Essi sono interconnessi e funzionano come un completo circuito di 64 unità di memoria flip-flop più tutti i circuiti decodificatori d'ingresso. L'unica piastrina che li contiene misura meno di 13 mm². Un circuito simile, costruito con componenti separati, richiederebbe diversi pannelli di circuiti stampati e i relativi fili di interconnessione. La SGS e la Fairchild hanno annunciato che parecchi nuovi prodotti deriveranno dal processo Planare II. Nei prossimi mesi saranno lanciati numerosi tipi di transistori bipolari, dispositivi ad effetto di campo, strutture di tipo Mos (metal oxide silicon) che elimineranno finalmente i problemi di temperatura e di stabilità inerenti a tali dispositivi e una nuova generazione di circuiti integrati. I circuiti integrati che deriveranno i maggiori vantaggi dal processo Planare II sono complesse reti circuitali tali da essere usate per calcolatori e sistemi di guida.

Un microcircuito integrato sperimentale, comprendente 456 componenti attivi che svolgono le funzioni di un completo circuito di 64 unità di memoria Flip-Flop e di tutti gli elementi di decodificazione d'ingresso, appoggiato sul gommino di una matita.

Il Planare II impedisce la concentrazione degli ioni all'interfaccia ossido-silicio, ed elimina perciò l'effetto di incanalamento che si sviluppa quando una contro-carica è attirata in prossimità dell'interfaccia del silicio. Grazie al processo Planare II, gli ioni esistono solo in una quantità minima attraverso tutto l'ossido, e sono presenti solo come una carica immobile di superficie. Il processo Planare II provvede una completa immobilizzazione degli ioni e quindi la prima superficie veramente stabile per ogni dispositivo e semiconduttore. (*s.g.s.*)

dott. ing. Roberto Caliri

Panorama e prospettive dei circuiti integrati*

Un certo numero di tecniche sono state seguite nel campo dei circuiti integrati. Mentre l'industria attende l'avvento di un unico procedimento per ottenere una posizione dominante, ciascuno sta sviluppando dei particolari metodi per i quali è meglio attrezzato. Questa può ben essere considerata la strada per lo sviluppo nel campo dei circuiti integrati per molti anni a venire.

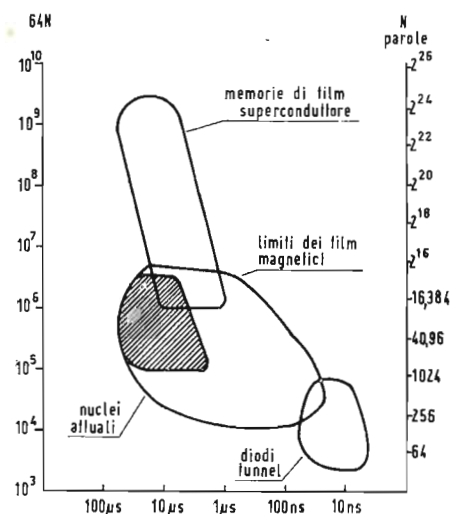



Fig. 1 - Limiti di velocità e di capacità di immagazzinamento delle memorie magnetiche, di quelle con materiali semiconduttori e di quelle con diodi tunnel nella tecnologia a film-sottile (RCA Laboratories, Princeton, N. J.).

IN UNA industria dinamica e in continuo progresso come è l'industria elettronica è sempre difficile e spesso dannoso guardare oltre la tecnologia presente e predire gli effetti di nuovi metodi sui prodotti di domani. Questo è vero in particolare con i circuiti integrati; accorgimenti tecnici sono succeduti l'uno all'altro a una tale fantastica velocità che nuovi procedimenti sono stati scartati in favore di altri metodi più moderni addirittura prima che i precedenti fossero stati posti in uso. È possibile comunque, per dare uno sguardo alle capacità di oggi, combinare queste con le più recenti tecniche di laboratorio e proiettare il loro effetto combinato sull'industria dei prossimi anni.

L'accettazione totale dei circuiti integrati da parte dell'industria è subordinata alla nostra capacità di produrre simili elementi con prestazioni e prezzi vantaggiosi, proprio come sono state mantenute altre caratteristiche predette per i circuiti integrati nei passati anni.

Per ottenere questi vantaggi sono state sviluppate un certo numero di tecniche che sono attualmente di uso comune. Tra queste vi sono la tecnica del « film-sottile », del « semiconduttore », comprendente circuiti su un'unica lastrina di silicio e quelli con elementi ibridi, la tecnica a « elementi magnetici » e le tecnologie a « film-sottile magnetico e di materiale superconduttore ».

Gli ultimi due procedimenti, benchè abbiano ricevuto molte attenzioni per un certo numero di anni, sembra debbano essere confinati a un limitato numero di applicazioni. Gli « elementi magnetici », per esempio, costituiti da nuclei di ferrite con tanti fori quanti sono gli avvolgimenti, possono provvedere alla maggior parte delle funzioni logiche. Questi circuiti possono essere costruiti ad un costo molto basso e probabilmente hanno un grado di affidamento che supera quello di tutti gli altri circuiti integrati. Comunque essi sono molto grandi ed estremamente lenti, qualora vengano paragonati con i circuiti a semiconduttori.

(*) Rielaborato da un rapporto di HOGAN, C.L., Vicepresidente e Direttore generale della Semiconductor Products Div. (Motorola, Inc.) apparso su *Electronic Industries*, giugno 1964, pag. 58.

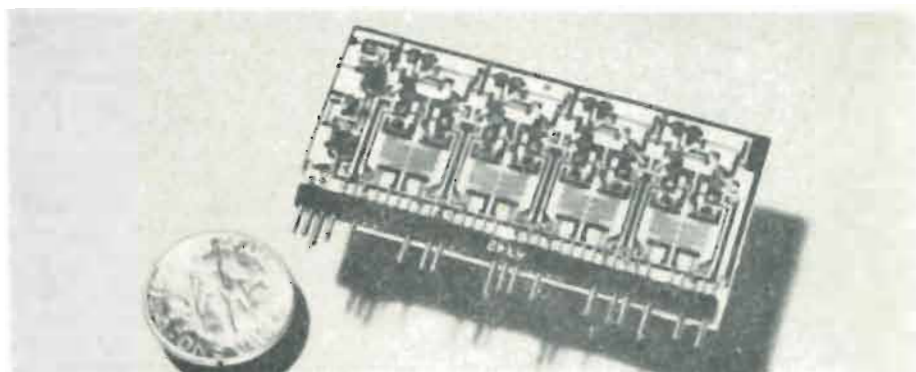



Fig. 2 - Esempio di un divisore digitale per 16, con i singoli elementi attivi uniti a quelli passivi depositati su un substrato ceramico.

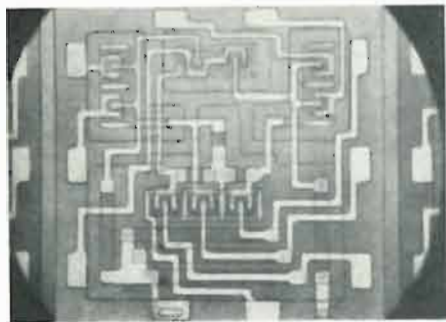



Fig. 3 - Vista ingrandita di un mezzo-addizionatore impiegato nei calcolatori. Questi circuiti sono costruiti con la tecnica dei semiconduttori usando uno strato epitassiale e il processo di diffusione.

Fig. 4 - La tecnica ibrida usa componenti diversi, diffusi o a film-sottile, posti su un substrato ceramico e uniti da delle combinazioni di fili metallici e piste metallizzate.

Per di più essi devono essere pilotati da transistori.
Dovendo dunque aggiungere tali elementi addizionali è più conveniente e meno costoso costruire l'intero circuito su una lastrina di silicio.

1. - PROSPETTIVE PER LE FUNZIONI LOGICHE

La tecnica dei films-sottili magnetici e di materiale superconduttore offre un certo numero di possibilità per le funzioni logiche, ma lo stato attuale del loro sviluppo li confina ad applicazioni per le memorie dei calcolatori. In questo campo i films-sottili magnetici permettono una capacità di immagazzinamento pari a dieci milioni di bits con durate del ciclo dell'ordine dei cento nanosecondi (fig. 1).
I films-sottili di materiale superconduttore permettono la realizzazione di memorie con capacità maggiore di un bilione di bits, con durata del ciclo dell'ordine del microsecondo.
In questa applicazione tali films sembrano non avere rivali, ma, per circuiti in generale, essi non permettono le prestazioni, il costo, le dimensioni sia dei circuiti su unica lastrina di silicio sia dei circuiti che impiegano films-sottili generici.
Perciò, per usi di carattere generale, le tecniche dei semiconduttori e del film-sottile risultano essere le uniche che allo stato attuale delle cose presentano dei vantaggi di carattere pratico.
Prima di addentrarci nell'esame dei vari tipi di circuiti integrati per quanto riguarda sia le loro prestazioni che il loro costo, illustriamo i vari tipi di struttura che derivano dall'impiego delle varie tecniche ed esaminiamo le loro configurazioni e limitazioni.
Il circuito a film-sottile convenzionale (v. fig. 2), è costituito da un substrato passivo, vetro o ceramica, su cui vengono depositati sotto forma di sottile film metallico sia i collegamenti che i componenti passivi (resistori, condensatori).
Gli elementi attivi (diodi, transistori) vengono aggiunti ai componenti ricavati con la tecnica del film-sottile mediante saldatura convenzionale o facendo uso del metodo « flip-chip ».
Con questo metodo si attaccano al transistore tre sferette metalliche che fanno contatto con le regioni dell'emettitore, della base e del collettore. Quando il transistore viene posto sul circuito le tre sferette metalliche vengono a contatto con tre zone del substrato precedentemente ricoperte di stagno; dopo il riscaldamento lo stagno di queste regioni fonde avvolgendo le sferette metalliche e realizzando così un buon contatto sia meccanico che elettrico con il transistore.
Le dimensioni del substrato per un circuito a film-sottile sono generalmente dell'ordine di 1/2" × 1/2", area che è piuttosto grande se paragonata con le dimensioni di un circuito integrato su unica lastrina di silicio. Per di più il costo del materiale e dei processi di fabbricazione è relativamente elevato. Comunque la gamma dei valori dei componenti è considerevolmente più estesa e la loro tolleranza è più stretta.

2. - MATERIALI E COSTI DI LAVORAZIONE PIU' BASSI

Un circuito integrato su lastrina unica di silicio (fig. 3), è fabbricato con serie di successive fotoincisioni e diffusioni. In questo modo possono essere lavorati simultaneamente, su una singola lastrina di silicio di circa 1" di diametro, fino a 400 circuiti singoli. Perciò materiali e costi di lavorazione possono essere mantenuti più bassi che con ogni altro processo conosciuto, a patto che tali circuiti vengano prodotti in grande quantità e con rendimenti apprezzabili.
Facendo un paragone con i circuiti a film-sottile l'estensione del campo dei valori possibili dei componenti e la loro tolleranza è più ridotta in questi circuiti diffusi.
Inoltre le prestazioni dei circuiti a film-sottile possono uguagliare quelle dei circuiti convenzionali con componenti separati, mentre le prestazioni dei circuiti diffusi su unica lastrina di silicio sono piuttosto limitate sia alle alte che alle basse frequenze dello spettro di progetto.
Una terza tecnologia, che è entrata recentemente in fase di produzione, combina i vantaggi sia dei circuiti a film-sottile sia di quelli diffusi. Conosciuta come una tecnologia « compatibile », questa tecnica utilizza il substrato di silicio di un circuito a lastrina unica per la diffusione degli elementi attivi; i resistori sono depositati sulla superficie dello strato passivante di diossido di silicio che copre completamente i circuiti attivi e le connessioni tra elementi attivi e resistivi sono ottenute mediante aperture ricavate nello strato di ossido nei punti appropriati.
I condensatori solitamente vengono fabbricati utilizzando il substrato di silicio come prima armatura, il diossido di silicio come dielettrico e una metallizzazione in alluminio, usata per le connessioni, come seconda armatura.

3. - PIU' COSTOSO DA COSTRUIRE

I circuiti « compatibili » richiedono durante la lavorazione un numero di stadi maggiore di quanti non ne richieda un circuito su lastrina di silicio e sono alquanto più costosi da fabbricare.
La flessibilità di progetto di questi circuiti è però più pronunciata grazie alla maggior estensione dei valori dei componenti passivi.
Una quarta tecnologia, la ibrida (fig. 4), utilizza componenti separati sia diffusi che a film-sottile fissati ad un substrato ceramico e interconnessi da una combi-

Fig. 5 - La sezione trasversale della lastrina nel processo EPIC comprende uno strato isolante che separa ogni componente integrato dal substrato di silicio che lo contiene.

nazione di piste metallizzate e di fili metallici.
Simili elementi possono, sotto tutti i punti di vista, sostituire i circuiti a componenti singoli. A parte le loro superiori prestazioni, la applicazione principale per tali elementi è per circuiti speciali la cui complessità è tale o le cui prestazioni sono così spinte che la tecnologia non è in grado di ottenerli sotto la forma della lastrina unica di silicio.
Sebbene sia facile prevedere un ampio mercato per questi circuiti ibridi, questo modo di procedere non può offrire i vantaggi del basso costo dei circuiti interamente diffusi nel caso della produzione di un gran numero di esemplari (1000 o più circuiti identici).
Le tecniche ibride sono generalmente considerate come la miglior strada per ottenere circuiti complessi avendo a disposizione piccoli volumi.
Una limitazione fondamentale alla elevata velocità e alle alte frequenze per i circuiti integrati su lastrina di silicio è imposta dal processo di isolamento del diodo che è diventato un processo standard della nostra industria.
Con questa tecnica, gli elementi diffusi in una lastrina di silicio sono isolati l'uno dall'altro per mezzo di una giunzione *p-n* che, durante l'uso, è polarizzata inversamente in modo da presentare una impedenza molto elevata alle basse frequenze. Alle frequenze elevate invece, gli elementi sono effettivamente accoppiati dalle capacità parassite di queste giunzioni *p-n*.
Questi accoppiamenti diventano estremamente importanti alle frequenze molto elevate e riducono apprezzabilmente le prestazioni dei circuiti digitali quando i tempi di commutazione sono dell'ordine di pochi nanosecondi. Oltre a ciò, queste capacità rendono molto difficile la costruzione di buoni circuiti lineari.

4. - HA RICEVUTO MOLTA ATTENZIONE

Questo problema è stato oggetto di molta attenzione, da parte della nostra industria negli ultimi tempi, nel tentativo di migliorare le prestazioni dei circuiti su lastrina di silicio.
Alla MOTOROLA una soluzione del problema è stata trovata e noi stiamo ora costruendo dei circuiti integrati su lastrina di silicio che sono sostanzialmente esenti da elementi parassiti.
Questa soluzione è il risultato di un nuovo processo di fabbricazione che ha come marchio di fabbrica EPIC.
È notevole che il problema degli elementi parassiti sia stato risolto in modo tale che questi nuovi circuiti vengono costruiti con esattamente le stesse tecniche del metodo epitassiale: ossidazione, foto mascheratura, incisione e diffusione.
La sezione trasversale della lastrina però (fig. 8), mostra che il processo EPIC include uno strato isolante che separa ogni componente integrato dallo strato di silicio su cui è realizzato.
Il processo ulteriore per ottenere questo strato isolante aggiungerà circa un ½% al costo del circuito integrato finito, quando il processo sarà pienamente in fase di produzione.
Questo strato isolante può essere costruito di spessore sufficientemente grande in modo che l'effettiva capacità si riduca praticamente a zero.
Sono state fatte misure su centinaia di circuiti prodotti in questa maniera e si è trovato che i circuiti sono veloci come i loro corrispondenti realizzati con la tecnologia ibrida, che non comporta il problema degli elementi parassiti.
Il prospetto seguente elenca i parametri caratteristici rilevati su due circuiti MECL OR-NOR su un'unica lastrina di silicio.

	Lastrina unica standard	Ibrido	Lastrina unica EPIC
t_d	6 ns	4,6 ns	5 ns
t_R	8 »	4,5 »	4,7 »
t_F	9 »	5,2 »	5,2 »

Il primo gruppo di numeri è stato rilevato da un elemento standard prodotto oggi e costruito secondo la tecnica convenzionale su una lastrina unica di silicio, mentre il terzo gruppo di numeri è stato rilevato su un circuito MECL OR-NOR costruito con questo nuovo processo EPIC.
Anche allo stato attuale di sviluppo si potrà notare che i tempi di salita e di discesa sono stati quasi ridotti a metà e che il tempo di ritardo è stato ridotto di circa il 20%.
Come risultato di questa nuova tecnica è possibile respingere tutte le argomentazioni contro i circuiti integrati su unica lastrina di silicio, le quali siano basate sul fatto che i circuiti a film-sottile riescono a fornire alle alte frequenze prestazioni superiori, dovute alla costruzione esente da elementi parassiti.
Per di più un numero sufficiente di circuiti del tipo EPIC sono stati costruiti e collaudati tanto da permettere di predire che entro un anno essi saranno largamente utilizzati.

5. - L'USO DEL SILICIO SI ESTENDE

Mentre, sia i circuiti a film-sottile che quelli su un'unica lastrina di silicio hanno i loro determinati campi di applicazione, sembra che il silicio potrà avere delle limitazioni solamente per ciò che riguarda il costo.
Con questa tecnologia i circuiti ad alto grado di complessità possono essere costruiti oggi su una areola di silicio di 50 millesimi di pollice quadrati e, come precedentemente detto, centinaia di circuiti possono essere costruiti simultaneamente su una lastrina di silicio di approssimativamente 1" di diametro. Il

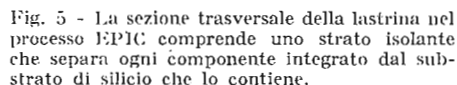
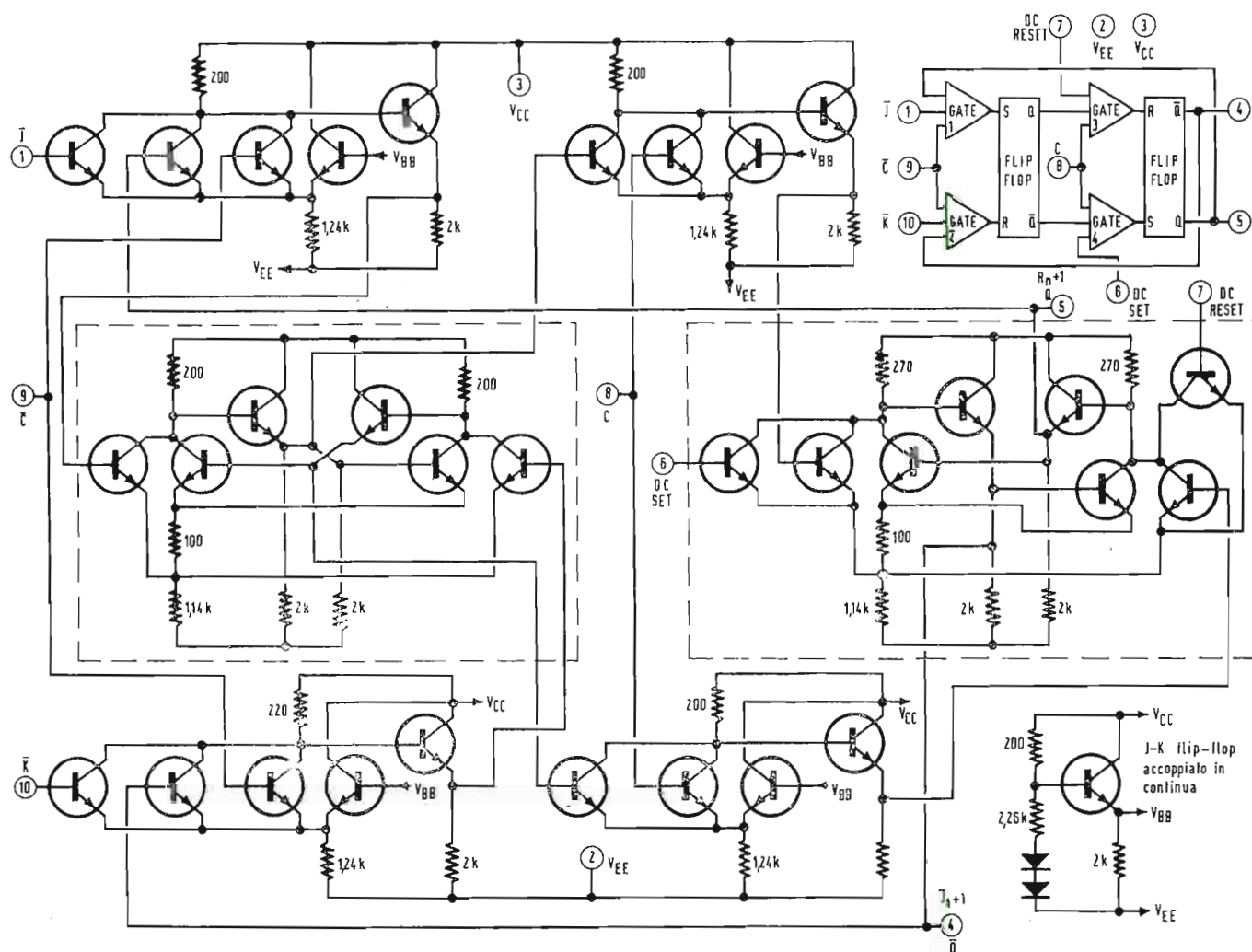



Fig. 6 - Circuiti con un notevole grado di complessità sono stati posti su una areola di materiale semiconduttore di solo 70 millesimi di pollice quadrati.

costo per portare una lastrina attraverso tutti i gradi di diffusione e metallizzazione, purchè si lavori su volumi relativamente grandi e con rendimenti del 100%, è di circa $ 10 per lastrina, includendo le spese generali.

Se una lastrina di un pollice quadro può essere adeguatamente lavorata, allora ogni lastrina conterrà 400 circuiti singoli ad un costo, prima dell'incapsulamento, di 2,5 centesimi di dollaro ciascuno, con 100% di rendimento. Se si pensa a un rendimento modesto, pari al 50%, il circuito integrato su lastrina di silicio finito, prima dell'incapsulamento, verrà a costare circa 5 centesimi di dollaro. Anche senza nuovi accorgimenti tecnici comunque, è certo che nei prossimi 3 anni potremo certamente migliorare la precisione con cui siamo in grado di costruire tali circuiti.

Un esempio di quanto è già stato fatto nei laboratori R. & D. è il diagramma di una parte di un « shift register » (fig. 6), che è stato posto con successo su un'areola di 70 millesimi di pollice quadrati. Di nuovo, assumendo un rendimento del 50%, questo intero circuito costituito da 33 transistori, 2 diodi, 24 resistori, potrebbe eventualmente essere costruito per meno di 10 centesimi di dollaro. Una ragionevole prospettiva di quanto si potrà ottenere nei prossimi anni è illustrata da un circuito di un flip-flop JK di fig. 7. Questo circuito contiene 14 transistori, 10 resistori, 2 condensatori. Tutto questo è stato posto su un'areola di 70 millesimi di pollice quadrati e, mentre si potrebbe discutere sulla possibilità di sistemarlo su 25 millesimi di pollice quadrati nel 1967, non c'è nessun dubbio che questo circuito verrà posto nel 1966 su solo 30 millesimi di pollice quadrati.

Di nuovo, con un rendimento del 50%, si può calcolare che con un volume ragionevolmente elevato prima dell'incapsulamento, questo circuito verrebbe a costare meno di due centesimi di dollaro, includendo le spese generali.

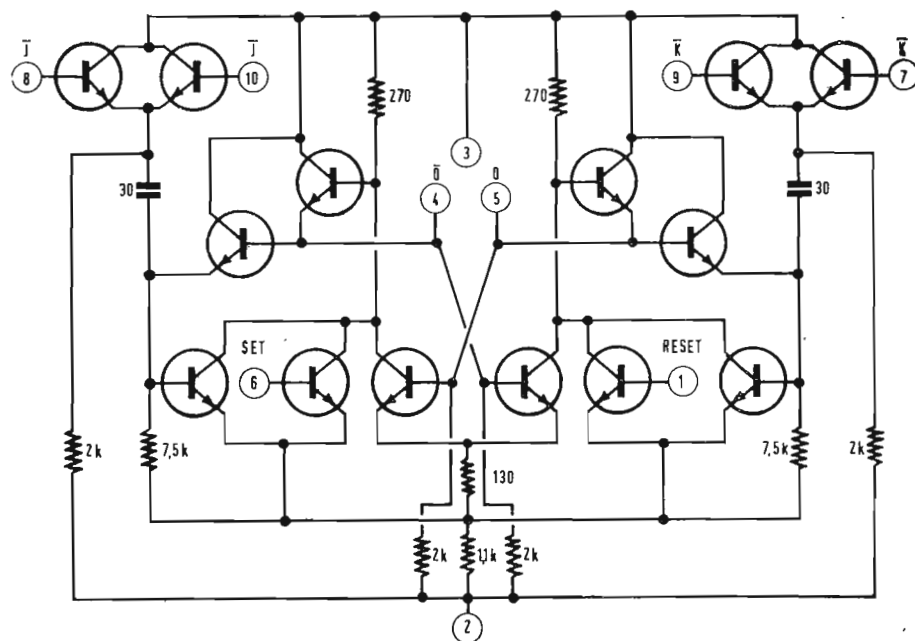



Fig. 7 - Circuito di un flip-flop JK, già disponibile in commercio, su un substrato di 70 millesimi di pollice quadrati; vi sono 14 transistori, 10 resistori, 2 condensatori. Potrà ridursi nel 1966 a circa 30 millesimi di pollice quadrati.

6. - COSTO, DIMENSIONI, RENDIMENTO

Sostanzialmente il costo di produzione di un circuito integrato su un'unica lastrina di silicio o di un transistore al silicio è legato alle sue dimensioni e al rendimento.
In ambedue i casi non si può parlare di dimensioni molto inferiori ai 20 millesimi di pollice quadrati poichè la difficoltà di maneggiarli, l'allineamento seguente durante l'incapsulamento e l'attacco dei fili di collegamento, contrasta con le dimensioni troppo piccole.
Così se noi costruiamo transistori invece che circuiti integrati su una lastrina di un pollice e se la dimensione finale è di 20 millesimi di pollice quadrati, il costo di ogni transistore è in eccesso di un centesimo di dollaro se paragonato al costo di 3 centesimi del completo circuito di fig. 7. (Tutte queste cifre si riferiscono naturalmente all'elemento prima che vengano saldati i fili di collegamento e che venga incapsulato). Da questo esempio è ovvio che i circuiti a film-sottile che richiedono la costruzione e l'unione al circuito di transistori separati, non potrà mai raggiungere il basso costo ottenibile con la tecnologia su unica lastrina di silicio.
Intuitivamente potrebbe sembrare che il rendimento ottenibile con i circuiti integrati non si potrà mai paragonare con quello dei transistori del giorno d'oggi:

1) poichè i circuiti integrati sono più grandi e permettono di ottenere un numero minore di elementi per lastrina e

2) poichè molti transistori i cui parametri elettrici variano dai valori di progetto, possono essere venduti come appartenenti a gruppi con differenti caratteristiche, mentre i circuiti integrati che variano notevolmente dalle specifiche iniziali non possono essere utilizzati in alcun modo.

Questi argomenti però non esauriscono il problema. Un transistore viene specificato in modo così stretto e su un così largo numero di parametri che il rendimento totale a tutte queste richieste è piuttosto basso. Per esempio, quando un componente è scelto sulla base di parametri tra loro in conflitto come elevate tensioni di collasso, piccola resistenza di saturazione, alto guadagno di corrente, breve tempo di immagazzinamento, ecc..., diventa necessario scegliere successivamente da 20 o più curve di distribuzione.
Anche se la linea produce il singolo parametro con il 90% di buoni risultati, la risultante aderenza a tutte le specifiche si ridurrebbe a circa il 12%.

7. - NON NECESSARIAMENTE SI HANNO BASSI RENDIMENTI

Un simile stato di cose non è detto che si verifichi per i circuiti integrati. Il progettista del circuito è in realtà interessato alle caratteristiche che riguardano il comportamento esterno del complesso e non le caratteristiche del singolo componente entro il circuito. In senso lato se il circuito integrato funziona perfettamente di solito risponde a tutte le specifiche che lo riguardano, una volta

che si sia imparato come fabbricarlo usando una maschera opportuna, delle appropriate lavorazioni parziali, delle lastrine di partenza di giusta resistività. Per illustrare quanto è stato ottenuto la fig. 8 mostra lo schema di un amplificatore r.f. a 120 MHz che è stato realizzato con un circuito integrato su una unica lastrina di silicio.

Varie centinaia di questi circuiti sono stati costruiti con un rendimento del 90%, quando quest'ultimo è misurato in termini di livelli di lavoro in corrente continua e guadagno dell'amplificatore in funzione della frequenza.

In confronto alle caratteristiche del transistore queste specifiche sono relativamente brevi e semplici. In generale, si pensa che queste siano il genere di specifiche che possono diventare realistiche quando trattiamo con circuiti invece che con elementi singoli.

Un gran numero di dati riguardanti le linee di produzione dei circuiti integrati standard della MOTOROLA e le linee di produzione dei transistori della stessa società, mostra che il rendimento per i primi è pressochè uguale a quello dei transistori più critici che sono ora in produzione.

Perciò sembra ragionevole considerare che i rendimenti di produzione del circuito integrato su un'unica lastrina di silicio e quello del transistore siano paragonabili, a parità di dimensioni.

Quanto si è detto precedentemente può portare a credere che i circuiti integrati su un'unica lastrina di silicio avranno un grande futuro senza nessuna possibilità per i circuiti a film-sottile.

Ciò non è affatto vero. In primo luogo i resistori diffusi hanno un elevato coefficiente di temperatura e il problema di mantenere delle tolleranze meccaniche su così piccole dimensioni è così complesso che non ci si può attendere di produrli, con un rendimento ragionevole, con tolleranze inferiori al 20%.

Perciò tutti quei circuiti critici che richiedono un controllo più stretto della resistenza, devono per forza di cose essere costruiti con il film-sottile o altre tecniche.

8. - AVERE BASSISSIMI *Q*

I condensatori che sono costruiti utilizzando giunzioni diffuse *p-n* hanno *Q* molto bassi, sono sensibili alla tensione, sono dotati di polarità e possono essere sollecitati solo con relativamente basse tensioni. Per queste ragioni la maggior parte dei condensatori, anche quando utilizzati su circuiti su lastrina di silicio di solito impiegano SiO_2 termicamente accresciuto o del vetro come dielettrico, invece di utilizzare la capacità della giunzione. La più importante limitazione di questi condensatori diffusi è però il loro prezzo.

Utilizzando SiO_2 termicamente accresciuto come dielettrico, si possono ottenere valori di capacità dell'ordine di 0,25 pF/millesimo di pollice al quadrato Considerando una lastrina di un pollice del prezzo di $ 10, è evidente che la costruzione di un condensatore su lastrina di silicio verrebbe a costare circa 0,008 centesimi di dollaro per pF con rendimento del 50%. In pratica perciò i condensatori posti su lastrina di silicio devono essere limitati a piccoli valori. Per paragone, possiamo calcolare il costo dei condensatori a film-sottile utilizzanti come dielettrico boroalluminosilicato depositato a fuoco:

Substrato ½″ × ½″	$ 0,12
Al per connessioni	0,04
Boroalluminosilicato	0,02
Al per la seconda armatura	0,04
	$ 0,22

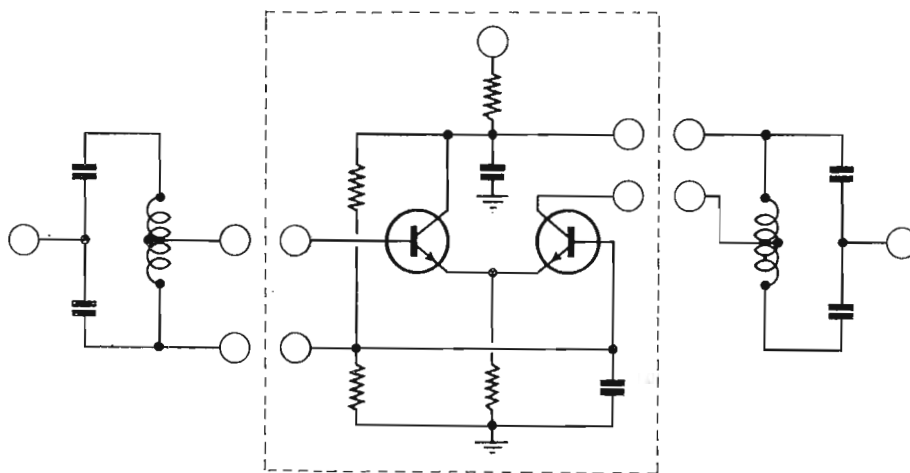



Fig. 8 - Circuito di un amplificatore R.F. a 120 MHz ridotto a circuito integrato su lastrina di silicio. Ne sono stati costruiti varie centinaia con rendimenti del 90% in termini di livelli in corrente continua e guadagno in funzione della frequenza.

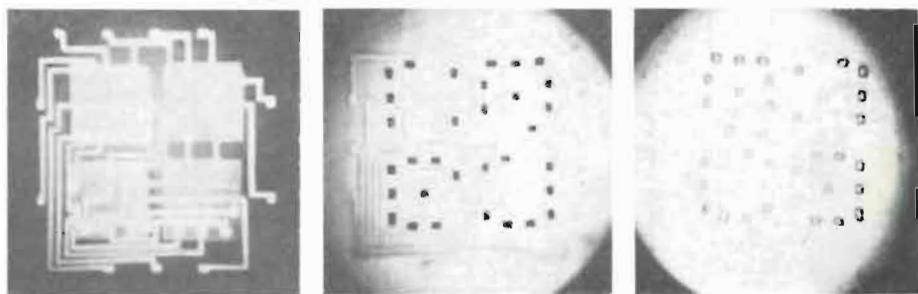



Fig. 9 - Tecnica di incapsulamento che combina la tecnologia del film-sottile e quella dei semiconduttori; *a*) elementi di collegamento vengono depositati su un substrato di vetro; *b*) componenti e interconnessioni sono depositati sul medesimo substrato con la tecnica del film-sottile; *c*) il circuito con i semiconduttori viene collegato, capovolto, agli elementi di collegamento.

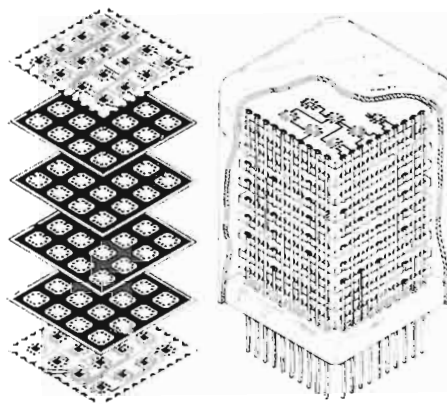



Fig. 10 - Tecnica di incapsulamento ad alta densità di circuiti integrati digitali; *a*) gruppo di vari strati, ciascuno contenente 16 elementi completi in silicio; *b*) vari gruppi sono riuniti e intercollegati prima dell'incapsulamento finale.

Se si assume un rendimento del 90% con questo processo si arriva a costi di 24 centesimi di dollaro. In più, se il condensatore copre l'intera area, il valore della capacità sarebbe 0,1 pF pari a un costo di $2{,}4 \times 10^{-4}$ cents./pF. Perciò esso costa circa 30 volte meno di un condensatore fabbricato su una lastrina di silicio. Ovviamente quindi dei circuiti che richiedono esclusivamente elementi passivi con grandi valori di capacità e resistenze e che non richiedono transistori e diodi, saranno più economici se costruiti su un substrato isolante, e i componenti passivi costruiti in tal modo potranno essere fabbricati con tolleranze più strette di quanto si potrebbe fare su lastrina di silicio.

Malgrado il calcolo precedente, limitiamo le precedenti affermazioni a circuiti che richiedono grandi condensatori e resistori, poichè, se i valori richiesti sono piccoli tanto che essi possono essere costruiti su un'areola di silicio di 50 millesimi di pollice quadrati, sarà probabilmente più economico costruirli su silicio a causa della difficoltà di ottenere substrati ceramici di così piccole dimensioni.

9. - UN PROBLEMA COMPLESSO

Il problema se porre i componenti passivi sul silicio o su un substrato isolante ed unire ad essi gli elementi attivi al silicio, è piuttosto complesso e chiama in causa la dimensione del circuito finito e il costo del processo totale. Certamente il problema delle interconnessioni non può essere più semplice di quando tutti i componenti in un circuito sono fabbricati su un unico substrato.

Quando l'area richiesta per i componenti passivi è più grande di quella richiesta per i componenti attivi, allora le tecniche di incapsulamento e interconnessione determineranno se è più economico porre i componenti sul substrato di silicio o formarli separatamente su un substrato isolante e unire ad essi le parti attive del circuito.

La tecnica che si potrebbe usare per fabbricare circuiti integrati e il costo finale dipenderanno in larga misura dalla tecnica usata per l'incapsulamento finale e le interconnessioni. Come esempio, se si uniscono dei transistori o dei circuiti parzialmente integrati a un substrato contenente le interconnessioni e i componenti passivi, il punto critico dipende dalla complessità e dal costo del processo di attacco. In più, quando è possibile costruire un circuito molto complesso in una piccola area di silicio di soli 50 millesimi di pollice quadrati di lato, sembra un grande spreco di spazio incapsulare questi circuiti separatamente poiché le capsule individuali tutte insieme sarebbero molto ingombranti.

10. - SI STA LAVORANDO MOLTO

Molte ricerche si stanno facendo ora sulle tecniche di incapsulamento e si è quasi certi che entro un anno o due le capsule per i circuiti integrati non soltanto conterranno flip-flop, circuiti porta, o mezzi-addizionatori, ma un insieme di questi circuiti in modo da ottenere degli interi schemi funzionali.

Dapprima la complessità sarà modesta così che le singole capsule conterranno elementi come gli « shift register » o i contatori in binario o in decimale.

La fig. 9 illustra una tecnica che permette di combinare le migliori caratteristiche dello strato unico di silicio con le migliori caratteristiche della tecnologia a film-sottile. Dapprima, 9*a*, un gruppo di areole di alluminio sono deposte su un substrato di vetro con la tecnica foto resistente. Queste areole sono spesse circa un millesimo di pollice così che la lastrina di silicio sovrapposta ad esse viene mantenuta sollevata rispetto al substrato.

Quindi, 9*b*, con la tecnica del film-sottile, i componenti e i collegamenti vengono depositati sul substrato di vetro. Infine, 9*c*, i circuiti su lastrina di silicio, rivoltati, vengono uniti al resto e il collegamento tra le due parti avviene per mezzo delle areole di alluminio; in

questo caso unendo due mezzi-addizionatori e due flip-flop al substrato con elementi in film-sottile si è ottenuto il circuito che contiene un bit in uno shift register.
Altre tecniche di incapsulamento sono state elaborate nella nostra industria per ottenere i vantaggi delle dimensioni estremamente piccole degli elementi in silicio che contengono l'intero circuito integrato combinando molti elementi singoli in un'unica capsula a tenuta ermetica. È ovviamente troppo presto per dire quale delle tecniche offre le maggiori garanzie, ma un esempio di quanto può essere fatto si vede in fig. 10. L'illustrazione (*a*) mostra una vista esplosa di un circuito costituito da sei strati diversi che a loro volta contengono sedici elementi in silicio. Il gruppo illustrato è costituito da due piani di segnale e quattro di alimentazione. Dopo che vengono fatti i collegamenti tra gli elementi di ogni piano, questi ultimi vengono ammucchiati strettamente usando per le connessioni tra i bordi, delle spine verticali come è illustrato in (*b*).
Usando questa tecnica, recentemente alla MOTOROLA si è costruito un sommatore completo parallelo-parallelo nel modesto volume di un pollice cubo. Naturalmente tecniche simili a quelle precedentemente illustrate devono essere fortemente sviluppate per poterci permettere di ottenere tutti i vantaggi collegati con le dimensioni dei circuiti integrati del giorno d'oggi. *A*

Misuratore delle fluttuazioni della velocità di scorrimento di magnetofoni, giradischi e cinema sonoro costruito dal LABORATOIRE ELECTRO-ACOUSTIQUE (LEA) di Rueil S-F-O, Francia.

Esperimenti di bombardamento con radiazioni della memoria di un elaboratore elettronico

È in programma, da parte degli scienziati dell'Univac, il « bombardamento », con una carica della potenza di 900 milioni di watt, della « memoria » di un calcolatore elettronico, nell'apposito laboratorio per lo studio degli effetti delle radiazioni allestito a St. Paul nel Minnesota.
I componenti elettronici ed i circuiti da sottoporre alle radiazioni sono montati in una camera di piombo che misura 2,40 × 3,70 m e l'unità produttrice dei raggi è alloggiata in una camera adiacente di uguali dimensioni.
Sono soltanto 12 gli impianti del genere negli Stati Uniti. Scopo principale di queste sperimentazioni è quello di riuscire a produrre calcolatori elettronici, che installati a bordo di unità aeree e navali, possano operare in prossimità di zone sottoposte ad esplosioni nucleari o raggiunte da radiazioni, senza riportare alcun inconveniente nel loro funzionamento. In alcuni importanti contratti di forniture al Governo degli Stati Uniti, in corso di esecuzione presso i Laboratori Univac, è formalmente prevista la resistenza alle radiazioni delle apparecchiature per l'elaborazione elettronica dei dati. (*i. s.*)

L'impiego degli elaboratori elettronici per la memorizzazione e la ricerca delle informazioni

La soluzione dei problemi posti dalla necessità di una rapida ricerca di fatti, dati e riferimenti — caratteristica del mondo moderno — è oggi notevolmente facilitata dall'uso dell'elaborazione elettronica. La vita organizzata richiede masse di documentazioni di ogni genere e per ogni settore di attività: da quello scientifico a quello commerciale, dall'industriale al bancario, da quello militare a quello dell'amministrazione pubblica. Un efficace sistema di ricerca di informazioni fa risparmiare tempo e denaro, evita inutili ore di ricerca o la ripetizione di lavori già fatti. Un'operazione consistente nella ricerca di vari documenti, nel loro immediato confronto con numerosi altri e nella stampa delle singole registrazioni dei documenti necessari, scelti fra altri diecimila conservati in archivio, può essere compiuta e ripetuta più volte, con documenti sempre diversi, in meno di dieci minuti, se si dispone di un adeguato elaboratore elettronico. La medesima ricerca compiuta a mano richiederebbe mesi di lavoro.
L'importanza dei calcolatori elettronici per la memorizzazione e la ricerca delle informazioni è stata sottolineata dalla Sig. Vida Grace Hildyard del Centro Studi Univac di St. Paul (Minnesota), in una conferenza tenuta recentemente nell'Aula Magna del Consiglio Nazionale delle Ricerche, sotto gli auspici dell'Istituto nazionale per le applicazioni del calcolo, del quale era presente il Direttore, Prof. Aldo Ghizzetti.
La sig. Hildyard, che ha tenuto la sua esposizione su un alto livello scientifico, dopo aver ricordato le differenze fra i sistemi di memorizzazione — a seconda che raccolgano fatti, dati o riferimenti — ha elencato le concezioni più diffuse in fatto di classificazione: i metodi Uniterm, Descriptor e « role indicator » nonchè le classificazioni a tipo « gerarchico » che sono tra le più pratiche. Ha descritto poi le più importanti applicazioni di sistemi di memorizzazione e ricerca di informazioni realizzati dall'Univac: tra i clienti dell'Univac vanno annoverati compagnie di assicurazione, compagnie di navigazione aerea, la Federal Aviation Agency, l'ufficio statale americano per il controllo del traffico aereo, il Comando dell'Aeronautica Militare degli Stati Uniti, per compiti amministrativi e per il controllo dei materiali, e così egualmente la Marina Militare nordamericana, la Borsa di Tokyo, il Dipartimenti della Difesa degli Stati Uniti. (*i. s.*)

dott. ing. Antonio Turrini

Osservazioni sui tubi stabilizzatori di precisione*

Coi tubi stabilizzatori si possono stabilizzare direttamente o indirettamente le tensioni continue in modo assai semplice. Per la stabilizzazione indiretta si usano i così detti tubi stabilizzatori di precisione (tubi a confronto di tensione, tubi di riferimento).
Tali tubi hanno una tensione di lavoro di circa 85 V. In questo campo di tensioni il loro uso è stato fino ad oggi appena preferito ai diodi Zener. Una ragione che spiega questo fatto è il coefficiente di temperatura della tensione di Zener, che, nel campo oltre i 20 V, è approssimativamente l'1‰ per grado, la qual cosa non è trascurabile.
L'entità della dipendenza dalla temperatura dei tubi stabilizzatori invece in generale è 1/20 di questo valore; valori simili o migliori si possono ottenere coi diodi Zener solo a tensioni più basse (≥ 10 V) e solo mediante tubi stabilizzatori supplementari. Si discutono più avanti le proprietà più importanti basandosi sulla caratteristica del tubo stabilizzatore.
I fabbricanti dei tubi in generale non danno alcun dato sul comportamento della tensione di lavoro immediatamente dopo l'accensione (« scarto iniziale »). A questo riguardo vengono riportati qui i risultati delle ricerche su circa 60 tubi di 10 tipi e vien data una possibile interpretazione fisica delle osservazioni.

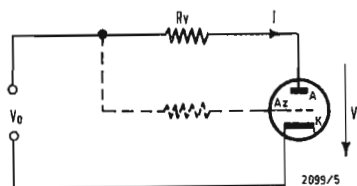



Fig. 1 - Circuito per il rilievo della caratteristica corrente-tensione di un tubo a scarica luminescente.

1. - LA CARATTERISTICA

I tubi stabilizzatori di tensione sono tubi a scarica luminescente con un catodo freddo K (fig. 1) nella forma di un lamierino o cilindrico o foggiato ad U. L'anodo A è generalmente un semplice elemento filiforme. Per migliorare le proprietà di innesco può essere presente anche un anodo supplementare A_z di innesco. Questi elettrodi sono immersi in un'ampolla di vetro. Il riempimento consta di una miscela di gas nobili, la cui pressione è inferiore a quella atmosferica.

Per il rilievo della caratteristica tensione-corrente di un tubo a scarica luminescente si usa lo schema di fig. 1. Se si traccia attraverso il punto (V_0; $I = 0$) la retta di carico R_v, questa retta taglia la caratteristica nel punto di lavoro (fig. 2). La resistenza R_v ha qui il compito di stabilire univocamente la corrente nei limiti entro le deviazioni della caratteristica. A questo riguardo la retta di carico deve essere più ripida della caratteristica. Se si applica al tubo una tensione al disotto della tensione di innesco V_z, ha luogo una scarica condizionata con un'intensità di corrente molto più piccola.

Gli ioni vengono generati da influssi esterni (radiazioni cosmiche, luce). Una volta raggiunto il potenziale d'innesco, si generano così per ionizzazione d'urto tanti ioni, che la scarica rimane costituita dagli stessi. Il tubo è innescato.

Questo comportamento è noto come « scarica di Townsend » o come « corrente di polarizzazione scura » (v. figura 2).

Se si aumenta la corrente I mediante variazione della tensione V_0 o della resistenza R_v, la tensione ai capi del tubo diminuisce, fino a raggiungere il campo della « normale caduta di catodo » con la nota luminescenza. Ivi la tensione di lavoro V_{Br} del tubo è teoricamente indipendente dall'intensità della corrente ed è determinata solo dalla pressione del gas, dal materiale del catodo e dal gas di riempimento. La densità di corrente $1/F$ è qui dipendente solo dalla pressione e proporzionale al suo quadrato. Con pressione costante dunque la superficie interessata F alla scarica è proporzionale alla corrente I. Per il campo della normale caduta di catodo, perciò nel caso ideale la resistenza differenziale dovrebbe ridursi a O.

In realtà all'aumentare della corrente

(*) Eberhard Hagenbuch, Beobachtungen an präzisions stabilisatorröhren, *Radio Mentor*, giugno 1964, pagg. 574-578.

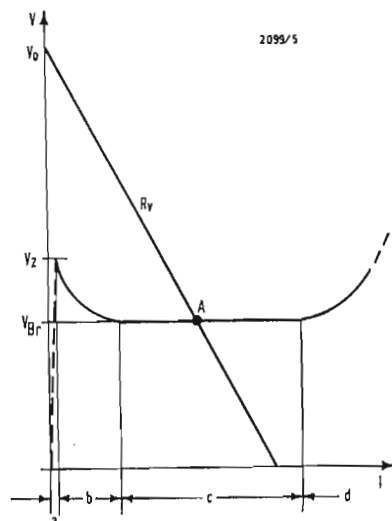



Fig. 2 - Caratteristica corrente-tensione di un tubo a scarica luminescente. *a*) scarica condizionata; *b*) corrente di polarizzazione scura; *c*) caduta catodica normale; *d*) caduta catodica anormale; R_5 = retta di impedenza; *A* = punto di lavoro.

del tubo si stabilisce una leggera salita della caratteristica. Questo può spiegarsi nel seguente modo: per una data corrente del tubo *I*, alla quale non tutta la superficie del catodo è coperta dalla luminescenza, la scarica avverrà su quella zona interessata della superficie del catodo, per la quale è necessaria la minima energia. Questa zona ha la minima tensione di lavoro di tutte le zone pensabili. Le differenze relative ad altre zone vengono condizionate dalla geometria della disposizione degli elettrodi e dalla qualità non perfettamente uniforme della superficie del catodo. Salita che sia la corrente, devono venire interessate alla scarica altre parti del catodo non così favorevoli. Per questo è necessario anche un incremento della tensione di lavoro.
Anche gli sbalzi di tensione e l'isteresi nella caratteristica (fig. 3) devono essere ricondotti a simili disuniformità della superficie del catodo [1], [2], [3]. I salti sono spesso connessi con una variazione della luminescenza sopra un'altra parte del catodo e si verificano per lo più quando la corrente del tubo aumenta da valori di tensione più alti a valori più bassi, e quando la corrente diminuisce, da valori più bassi a più alti (fig. 3). Con catodi monocristallini con determinata orientazione alla superficie, non si verificano simili salti nella caratteristica [4]. Si utilizza il campo della normale caduta di catodo, a motivo della relativa costanza della tensione di lavoro, per la stabilizzazione. Se la corrente aumenta ulteriormente, poichè l'intera superfice del catodo viene ricoperta dalla luminescenza, la densità di corrente deve aumentare. Con ciò inizia il campo della « caduta anormale di catodo », in cui la tensione di lavoro in funzione della corrente cresce in maniera più forte (fig. 2). Oggi si ottiene la miglior costanza della tensione di lavoro con catodi al Reno-Molibdeno e con un riempimento di Neon con piccole aggiunte di altri gas nobili.

Le alte qualità, che vengono attribuite ai tubi stabilizzatori di precisione, possono essere ottenute solo con altissima purezza del materiale del catodo e del gas di riempimento. La polverizzazione del catodo per urto del catodo con ioni positivi è un buon sistema, per liberare la superficie del catodo dalle impurità. Il materiale polverizzato si deposita insieme con i resti gassosi indesiderati sulla parete interna dell'ampolla come un leggero strato scuro metallico. Si capisce subito che con questo deposito metallico si estraggono le impurità dalla superficie del vetro.

2. - PROPRIETÀ DEI TIPI MODERNI

Il campo di corrente ottenibile dai moderni tubi in esecuzione miniatura è generalmente compreso fra 2 e 10 mA. Nell'esecuzione subminiatura il campo di corrente ammissibile è un poco più piccolo. L'utente desidera tubi con le seguenti proprietà:
a) buona costanza di lunga durata della tensione di lavoro a corrente costante; secondo i dati dei costruttori sono da aspettarsi, nelle prime 200 ÷ 300 ore di funzionamento, grandi variazioni della tensione di lavoro. Esse si aggirano su 200-300 mV. Le variazioni, per gli intervalli di tempo di 10.000 ore che si considerano con questi tubi, vengono date informativamente come minori di 500 mV. Questi valori generalmente son validi per la corrente del tubo e per la sua durata dichiarate dal fabbricante.
b) Caratteristica corrente-tensione il più possibile piana, che sia praticamente esente da salti. Zone di resistenza interna negativa sono indesiderabili. Si richiedono oggi tubi di resistenze interne (resistenza differenziale misurata staticamente) comprese fra 100 e 500 Ω. Questi dati sono valori medi o valori massimi per il campo di stabilizzazione, se non siano basati sopra un valore fisso di corrente. Alcuni costruttori rendono conto dei salti di tensione, coi quali spesso viene raggiunto il campo inferiore di corrente. Si ha a che fare con valori da 1 a 100 mV.
c) Minor coefficiente di temperatura della tensione di lavoro. Per i diversi tipi di tubi vengono dati valori compresi fra — 1 e — 4 mV/grado. Questi sono validi in genere per una data corrente. Al crescere della temperatura, aumenta la pressione del gas nell'ampolla del tubo. Con ciò aumenta anche la densità di corrente, mentre la superficie del catodo interessata alla scarica diminuisce. In conseguenza la tensione di lavoro deve necessariamente calare un poco. Questa teoria escogitata dal Jurriaense si dimostra giusta nella maggior parte dei casi. Se si riscontrano coefficienti di temperatura positivi, si presuppone che sopravvengano ancora altre manifestazioni [3].
d) Minor impedenza. L'impedenza nel normale ambito della caduta catodica, per le basse frequenze, è praticamente una resistenza pura e quasi uguale alla resistenza differenziale misurata staticamente. Per frequenze più alte subentra in misura crescente una componente induttiva e l'impedenza cresce e in generale tanto più fortemente, quanto minore è la corrente continua che passa nel tubo (fig. 4).
e) Si dovrebbe raggiungere in breve tempo una tensione di lavoro stabile con qualunque modo di innesco. I costruttori fanno appena cenno del comcon qualunque modo di innesco. I fabbricanti fanno appena cenno del comportamento della tensione di lavoro immediatamente dopo la messa in funzione del tubo. Secondo la pratica la scarica avviene dopo l'innesco generalmente con tensione un poco più alta che nel funzionamento trascorso. Essa va giù poi inizialmente, dopo un certo tempo di funzionamento, di nuovo a questo valore. Nella letteratura inglese

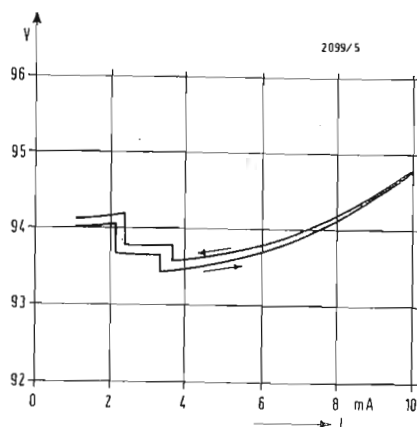



Fig. 3 - Caratteristica corrente-tensione con salti di tensione e fenomeni di isteresi. (V. [2] della Bibliografia).

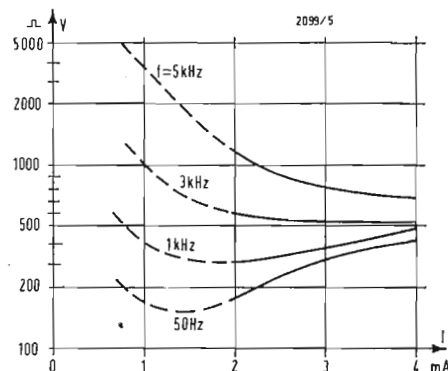



Fig. 4 - Resistenza apparente Z in funzione della corrente continua dei tubi (tubi ZZ 1000). Il parametro è la frequenza della tensione alternata che è sovrapposta alla corrente continua (secondo [6] della bibliografia).

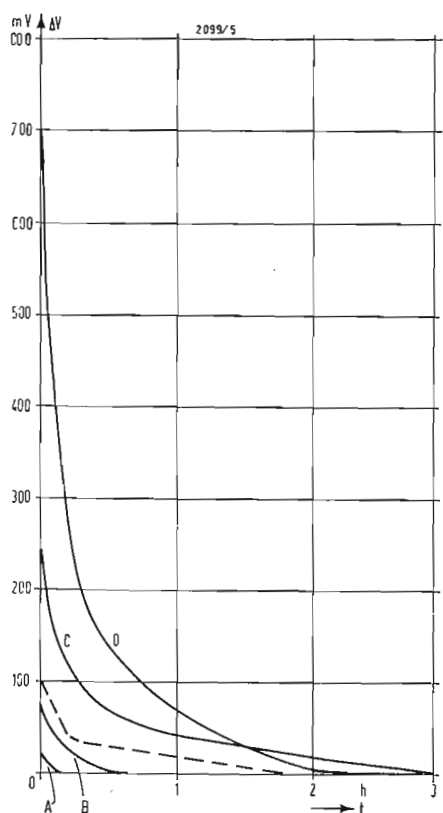



Fig. 5 - Drift iniziale. ΔV = sopraelevazione della tensione di lavoro rispetto allo stato stabile per diversi tubi stabilizzatori di precisione A...D dopo una pausa del lavoro di 11 giorni. Per i tubi tipo STV 85/8, ZZ 1000 ed altri il drift è sotto la curva limite disegnata tratteggiata.

questo fenomeno è designato con « inizial drift ». Adeguate misure effettuate su circa 60 tubi di 10 tipi diversi hanno condotto al seguente risultato circa il drift della tensione di lavoro immediatamente dopo l'innesco.

3. - DRIFT INIZIALE

I tubi sono stati misurati nell'intervallo di tempo 1961-62. E sono stati sottoposti, attraverso una resistenza, secondo la fig. 1, ad una tensione stabilizzata di 180 V. La corrente del tubo è rimasta praticamente costante per tutta la durata della prova. La tensione di lavoro è stata individuata e confrontata attraverso un compensatore con la tensione di un elemento normale.

Dopo un tempo di accensione di 500 ore, i tubi sono stati mantenuti fuori uso per 11 giorni. Dopo una nuova messa in funzione, si è misurato l'andamento della tensione di lavoro. La figura 5 mostra il risultato per alcuni tipi caratteristici. Come ordinata è stata presa la differenza di tensione misurata in vari punti rispetto alla condizione stabile finale. Si sono divisi i vari tipi di tubi, mediante una curva limite disegnata tratteggiata, in due gruppi.

Per il primo gruppo il drift giace al disotto della curva limite. Tre tubi di un tipo di questo gruppo sono stati messi a riposo, dopo 6.000 ore di funzionamento, per la durata di un anno. Quando sono stati rinessi in funzione, il drift è rimasto lo stesso, dopo questa pausa estremamente lunga, per tutti e tre gli esemplari sotto questa curva limite.

Il drift iniziale dei tipi di tubi del secondo gruppo mostra una chiara dipendenza da due fattori. Il drift diventa tanto più grande quanto più lunga è stata la sospensione del lavoro e quanto più piccola è la corrente del tubo.

Questi due parametri influiscono qui principalmente sull'entità della deriva e meno chiaramente sul tempo di deriva.

I tubi di entrambi i gruppi non si differenziano praticamente nella costanza di lunga durata della tensione di lavoro per oltre 15.000 ore. Si è però stabilito che la resistenza interna dei tubi del secondo gruppo durante il funzionamento, si era accresciuta, mentre coi tubi del primo gruppo non si è potuta riscontrare nessuna variazione importante.

4. - INTERPRETAZIONE DEI RISULTATI

Un drift iniziale poco disturbante è proprio dei tubi a scarica luminescente. Quindi è inevitabile che intervenga una sopraelevazione di temperatura nell'intervallo di scarica, dopo l'innesco. Se il tubo ha un coefficiente negativo di temperatura, deve apparire un drift negativo. Poichè dopo l'innesco si stabilisce rapidamente un equilibrio di temperatura, si deve ammettere anche una flessione della deriva entro pochi minuti. Coi tipi di tubi, il drift dei quali giace sotto la curva limite, questi effetti della temperatura sono chiaramente evidenti. Più o meno fortemente si manifestano anche sulla superficie del catodo, i quali in ogni caso provocano un drift. L'osservazione che la resistenza interna dei tubi del secondo gruppo si sia alzata durante il funzionamento, fa supporre che la superficie del catodo, non ricoperta dalla luminescenza, debba variare con un funzionamento prolungato. Ciò può avvenire coi metalli polverizzati del catodo. Queste parti del catodo non sono quindi capaci di prendere parte ad una scarica con tensione normale di lavoro. Se ora la corrente del tubo aumenta, la tensione di lavoro cresce più fortemente del normale. Il tubo presenta una resistenza interna maggiorata.

In seguito all'aumentata tensione di lavoro, ora vengono ricoperte dalla luminescenza nuove parti del catodo in margine alla zona di scarica, dopo di che la copertura della superficie viene nuovamente e lentamente ridotta. Come conseguenza di ciò la tensione di lavoro deve dopo qualche tempo cadere di nuovo al suo valore normale. Ciò è stato constatato anche coi tubi in oggetto. A titolo di esempio, in un tubo, attraverso il quale era passata per lungo tempo una corrente di 1,5 mA, la corrente è salita di 2 mA. Con la nuova tensione di lavoro così stabilita, si è misurato un drift negativo di 140 mV in cifra tonda. Dopo un tempo di caduta di 2 ore, la tensione era ancora 14 mV sopra quella della condizione stabile finale. Durante le pause del funzionamento è verosimile che alcune impurità si siano trasportate attraverso le zone limitrofe, sopra la superficie attiva del catodo. Alla nuova accensione si è manifestato poi un comportamento analogo, come la sopraelevazione di corrente sopra ricordata. Dopo che la superficie interessata del catodo alla scarica si sia purificata da sè attraverso lo svolgimento della scarica, la tensione di lavoro raggiunge il valore stabile. Questa autopurificazione dura assai più a lungo della sospensione, menzionata in principio, dell'equilibrio di temperatura.

5. - CONSIDERAZIONI DI CHIUSURA

1. I tubi stabilizzatori di precisione devono essere innescati, prima dell'uso, per alcune centinaia di ore o da parte dell'acquirente o da parte del costruttore per eliminare le variazioni iniziali relativamente grandi della tensione di lavoro.
2. Il punto di lavoro deve essere collocato con tutta la cura possibile non nella parte inferiore della caratteristica corrente-tensione, perchè in questo campo possono verificarsi di preferenza salti di tensione. Il tratto spesso molto piatto della caratteristica nella zona inferiore della corrente non si può perciò praticamente sfruttare.
3. Sarebbe molto desiderabile che tutti i costruttori comunicassero dei dati, nei loro cataloghi, relativi al drift iniziale dei loro tubi stabilizzatori di precisione.

6. - BIBLIOGRAFIA

[1] F. A. Benson, Studio delle caratteristiche di tubi regolatori di tensione a scarica luminescente. *Electronic Engineering* 24 (1952), pag. 396 ÷ 401 e 458 ÷ 460.

[2] F. A. Benson e G. P. Burdett: Miscele di argo, cripto e xeno nei tubi stabilizzatori a scarica luminosa al neon *Electronic Engineering* 34 (1962), pag. 326 ÷ 332.

[3] G. M. Kirkpatrik: Caratteristiche di certi tubi regolatori di tensione. Proc. Inst. *Radio Engrs.* 38 (1947), pag. 485 ÷ ÷ 489.

[4] F. A. Benson: Stabilità dei tubi stabilizzatori aventi catodi monocristallini. *Electronic Engineering* 33 (1961), pag. 524 e 525.

[5] T. Jurriaanse: Influenza della densità del gas e della temperatura sulla normale caduta di catodo di una scarica luminescente nei gas rari. *Philips Res. Reps.* 1 (1946), pag. 407.

[6] I tubi stabilizzatori di tensione ZZ1000. *Valvo Berichte* VIII (1962). pag. 96 ÷ 100.

A

Sul mercato americano è apparso recentemente un nuovo generatore di marche di tempo. È costruito dal Fairchild-Du Mont. Scientific Instrument Dept.e si tratta del modello 781. Esso fornisce intervalli tra 1 microsecondo e 5 secondi, secondo multipli decimali di 1 e di 5.

dott. ing. Antonio Longhi

Generatore di «vibrato» per amplificatore di chitarra*

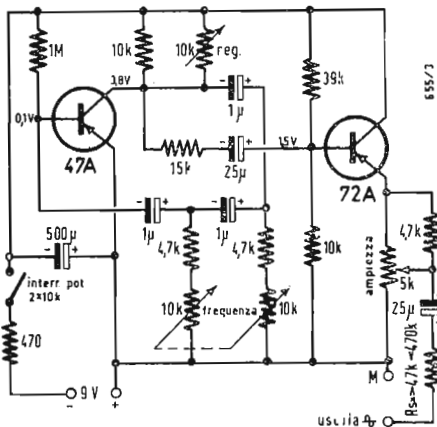



Fig. 1 - Schema di principio del circuito di « vibrato ».

(*) Tradotto da *Le haute parleur*, n. 1078, agosto 1964, pagg. 22-23 (Realizzazione Radio-Prim).

NUMEROSI amatori di chitarra elettrica desiderano molto spesso ottenere effetti di vibrato. Il dispositivo descritto qui permette di ottenerlo molto facilmente.
Può essere usato con un preamplificatore qualunque a tubi elettronici o a transistori. Il principio di funzionamento consiste nel modulare uno stadio preamplificatore con una bassa frequenza regolabile fra 3 e 15 Hz (ritmo del vibrato). Il dispositivo di vibrato è perciò costituito da un oscillatore di bassa frequenza le cui tensioni di uscita sono applicate all'entrata di un preamplificatore, provocando una sovrapolarizzazione.

Questa nuova versione dell'oscillatore vibrato presenta il vantaggio di essere alimentata con una tensione di 9 V dovendo utilizzare un transistore oscillatore di alto guadagno. Il transistore oscillatore è seguito da un transistore di uscita montato con collettore comune.

La sua costruzione da parte dell'amatore è semplicissima, grazie ad un circuito stampato (riferimento 158) ch'egli stesso può realizzare partendo dal disegno pubblicato in fig. 2.

1. - SCHEMA DI PRINCIPIO

Lo schema completo dell'oscillatore di vibrato è indicato in fig. 1.
Il transistore 47 A, il cui guadagno è compreso fra 160 e 200, è montato come oscillatore a rete sfasatrice a R e C con emettitore comune. Le cellule R.C. sono costituite da due potenziometri accoppiati di 10 kΩ in serie con due resistenze di 4,7 kΩ. Le tensioni sono portate dal collettore alla base mediante i tre condensatori da 1 μF facenti parte di questa rete. La base del 47 A è polarizzata da una resistenza in serie di 1 MΩ collegata al — 9 V dopo disaccoppiamento operato dalla cellula 470 Ω e 500 μF. La resistenza di carico del collettore di 10 kΩ è in parallelo ad una resistenza regolabile pure di 10 kΩ, che permette la regolazione ottima dell'oscillatore.
Le tensioni di oscillazione vengono prelevate sul collettore del 47 A ed applicate mediante la resistenza in serie di 15 kΩ e il condensatore di 25 μF alla base del transistore 72 A, che serve da stadio tampone. Questa base è polarizzata dal partitore 39 kΩ, 10 kΩ.
Il transistore è montato con collettore comune, le tensioni di uscita vengono prelevate sulla resistenza di carico dell'emettitore costituita da un potenziometro di 5 kΩ, che regola l'ampiezza di uscita.
Questo oscillatore può essere utilizzato con qualunque preamplificatore a tubi elettronici o a transistori. Il principio di funzionamento rimane lo stesso, trattandosi di applicare una tensione di bassa frequenza e regolabile (ritmo del vibrato) sulla base di un transistore preamplificatore o sulla griglia di un tubo elettronico. Questa base o questa griglia sono facilmente accessibili in un qualsiasi preamplificatore.

(segue a pag. 42)

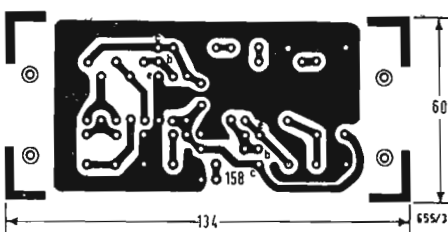



Fig. 2 - Circuito stampato 158 usato per l'oscillatore.

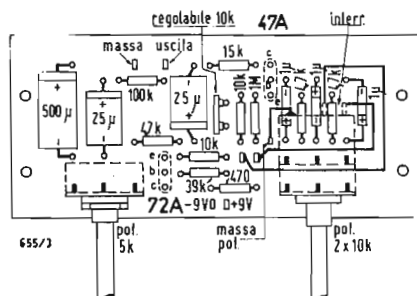



Fig. 3 - Disposizione degli elementi sulla parte superiore della basetta 158.

A. C.

Sistema di libri parlanti a nastro per ciechi*

CIRCA trent'anni fa il Congresso americano formulò un programma federale di libri per i ciechi. La Biblioteca del Congresso venne autorizzata ad amministrare questo programma comprendente sia libri Braille, sia libri parlanti. Oggi i libri parlanti consistono in dischi di vinilite da 30 cm riproducibili a 33,3 giri min. Ciascun disco comporta una ora di ascolto. I libri parlanti vengono procurati coi fondi sociali dalla Divisione per i ciechi della Biblioteca per i ciechi prelevandoli dalla Fondazione americana per i ciechi e dalla Casa americana della stampa per i ciechi. Entrambe non sono organizzazioni a scopo di lucro.

I libri parlanti sono spediti franco posta dalla Biblioteca del Congresso e da 31 librerie regionali che collaborano in tutte le regioni. I giradischi vengono procurati dalla Biblioteca del Congresso e poi vengono distribuiti per mezzo di cinquantaquattro Agenzie prestatrici di macchine. Non vi è alcuna spesa da sostenere da parte degli utenti nè per le macchine nè per i libri. Delle circa 400.000 persone cieche esistenti in USA, 85.000, cioè il 15%, fanno ora uso di questo servizio librario.

Vengono registrati libri di favole, scienza, storia, religione, economia, viaggi, poesia, ecc. Alle librerie regionali vengono fornite poi molte copie degli elenchi dei titoli dei libri parlanti.

Un catalogo detto «Talking Book Topics» pubblicato dalla Fondazione americana per i ciechi, viene inviato periodicamente agli utenti. Il servizio librario per i minorati della vista è essenzialmente funzione del servizio postale, dato che l'utente sceglie i suoi titoli dal catalogo e invia un elenco delle sue selezioni al suo libraio regionale. La spedizione dei libri procede automaticamente finchè sono esauriti tutti i titoli dell'elenco; da questo momento un nuovo elenco deve essere inviato dall'utente al libraio. Con questo genere di servizio l'utente è solo raramente in contatto col libraio se non per corrispondenza.

Le statistiche dei risultati ottenuti in ventisette anni di esecuzione del programma mostrano sviluppo e divulgazione costanti.

La fig. 1 dà l'aumento in migliaia di lettori negli ultimi dieci anni. Esso mostra un incremento approssimativo d'oltre 20.000 persone, cioè un aumento medio annuale di 2.000 uditori. Durante lo stesso periodo, la circolazione dei libri parlanti è aumentata oltre il 100% (v. fig. 2). Dall'inizio del programma sono stati registrati su dischi circa 4.000 titoli di libri. Il numero di copie di queste pubblicazioni ha raggiunto il mezzo milione. Questo mezzo milione di copie corrisponde a 6 milioni e 500.000 dischi di vinile.

Le 31 librerie regionali ricevono e fanno circolare questi libri. Le cifre di circolazione delle singole librerie si aggirano fra 1000 e 10.000 volumi al mese. Questi sono commerciati da un gruppo di 200 persone, di cui circa metà sono donne.

Si può stimare il grave carico di lavoro quando si prenda nota di queste cifre. Ciascun libro, nel suo raccoglitore, pesa da 3,2 a 4,5 kg. Il peso totale di tutti i libri parlanti è di 190.000 kg = 190 t. Le dimensioni normali del raccoglitore del libro sono cm 34 × 34 × 6,2 cm di spessore. Perciò lo spazio degli scaffali, necessario per collocare i libri parlanti, è di circa 30 km lineari. La carenza di spazio è un problema sempre presente e che continua ad aggravarsi in tutte le librerie collaboratrici.

I materiali attualmente usati dai menomati della vista sono inoltre pesanti ed ingombranti. Questo sistema librario, che recò eccellenti servizi ai lettori di 15 o 20 anni fa, non può continuare di pari passo con gli aumenti dei libri e dei lettori. Il sistema di libri parlanti a disco è pure afflitto da un inconveniente congenito, relativo all'alto livello di rumorosità dei dischi di vinile, imputabile al sudiciume, alla polvere, al fruscio, alle puntine deteriorate e alla degradazione in seguito a ripetute riproduzioni. Questi fattori provocano condizioni spiacevoli per l'utente.

È perciò evidente che o si deve provvedere a un incremento costante di spazio e di personale, nelle librerie o si deve escogitare un diverso sistema di libri parlanti per continuare a svolgere il programma.

1. - UN SISTEMA A NASTRO PER LIBRI PARLANTI

I laboratori di ricerca COOK provvidero a studiare la possibilità dell'uso di un

(*) Tradotto da ALFRED CORB, *Tape Recording*, marzo-aprile 1964, pag. 11.

sistema audio a nastro magnetico per libri parlanti.
Il progetto e le caratteristiche dell'apparecchiatura raccomandata in detto studio verranno resi noti in un successivo rapporto.
La natura flessibile del nastro permette di introdurlo in modo ideale nel sistema generale attuale del programma del libro parlante.
Le registrazioni madri dei libri verranno lette da lettori professionisti negli studi della Fondazione americana per il cieco e della Stampa americana per il cieco. Studi audio commerciali, assegnati alle librerie regionali, verrebbero impiegati per doppiare le matrici intermedie e per spedire le cassette di libri agli utenti. L'esperienza futura potrà stabilire di allestire da quattro a sei studi centrali in posizioni geograficamente strategiche.
Un'idea delle funzioni per il sistema pratico proposto è la seguente:

1. Un lettore professionista registra sopra una macchina a nastro da studio come si usa attualmente per i dischi.
2. Il nastro viene riprodotto e convertito in una matrice a 4 tracce.
3. Trenta o più matrici intermedie vengono poi prodotte ad alta velocità duplicando la matrice originale.
4. Ogni libreria regionale viene fornita di una matrice intermedia di ciascuna opera.
5. Ciascun libraio usa la matrice intermedia per produrre un numero comunque grande desiderato di copie multiple di opere su nastro vergine.
6. Una di queste copie viene inviata in una cassetta all'utente.
7. Quando la cassetta del libro ritorna indietro, questo può essere posto in uno scaffale per essere usato un'altra volta a richiesta, o può essere cancellato e usato per un altro libro.

Queste semplici operazioni apriranno nuovi orizzonti agli utenti di libri parlanti, che riguarderanno:

1. efficiente servizio librario,
2. vantaggio dell'utente,
3. opportuna previsione per le necessità di sviluppo futuro,
4. maggior economia.

2. - PREGI DI UN SISTEMA A NASTRO

Il sistema di avere una matrice intermedia per ciascuna libreria collaboratrice a scopo di duplicazione, provvederà la massima circolazione di tutte le opere, e ad un tempo risolverà il problema sempre più grave dello spazio e del personale. Il servizio librario in tutta la regione sarà uniformato.
Un grande spazio negli scaffali sarà reso disponibile, perchè solo le matrici intermedie sarebbero immagazzinate permanentemente nelle librerie.
Il sistema a nastro assicurerà agli uditori caratteristiche costanti di fedeltà del nastro e dei suoi bassi livelli di rumorosità, più l'eliminazione di disturbi esterni dovuti al fruscio della puntina, alla sollecitazione del solco e ai dischi deteriorati.
Processi rapidi di duplicazione garantiranno un pronto servizio, la disponibilità di qualunque libro, e, in seguito all'economia, un maggior numero di opere.
Caratteristiche speciali come la selezione del canale renderanno possibile la preparazione di libri di riferimento, dizionari, manuali e libri di testo. La qualità della registrazione si dimostrerà insostituibile per letture, corsi di corrispondenza, comunicazioni, e soddisferà una necessità, diversamente insoddisfatta, per quelle persone che, per l'età o per minorazioni, non possono imparare i metodi di lettura Braille.
La semplicità e la rapidità della riproduzione faciliterà la preparazione di riviste e di bollettini d'informazione. Registrazioni su nastro supplementari possono essere ottenute dagli studi radio e TV, scuole e collegi e da raccolte commerciali e private di nastri (nastroteche). Infine la possibilità di registrare di questa apparecchiatura può consentire a gruppi di volonterosi di ampliare

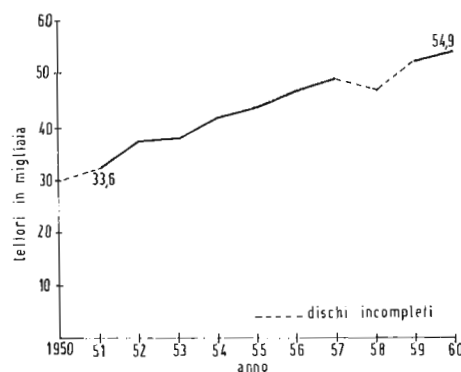



Fig. 1 - Aumento dei lettori di libri parlanti nelle biblioteche per ciechi.

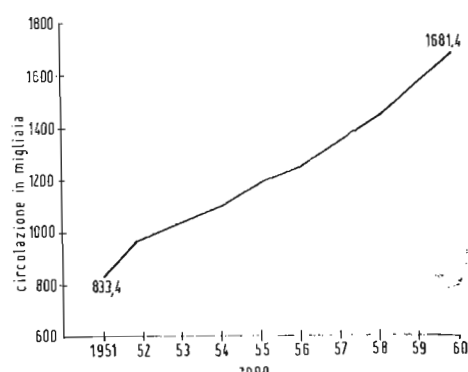



Fig. 2 - Circolazione nelle librerie di libri parlanti per ciechi.

il programma dei libri parlanti in campi specializzati.
Il sistema a nastro offre una notevole economia al Governo Federale. Infatti a parità di spesa il nastro può fornire da tre a cinque volte la quantità di opere date dal sistema a dischi ogni anno. Il basso costo di esercizio ammortizzerà in breve la spesa fiscale della conversione. La massima quantità di cassette che il sistema richiederebbe di immagazzinare equivarrebbe all'incirca a quattro volte il numero degli uditori, mentre il sistema a disco accumula sugli scaffali una quantità di custodie di libri da otto a dieci volte la quantità degli utenti esistenti.

3. - CONCLUSIONI

I vantaggi del sistema a nastro in confronto all'attuale sistema a dischi per il programma del libro parlante sono meglio illustrati dalla seguente tabella di confronto.

A

Tabella 1. – Confronto tra il ststema a nastro proposto e il sistema a dischi attualmente impiegato presso la Libreria del Congresso e le librerie regionali per il servizio di libri parlanti destinati ai minorati della vista.

Vantaggi per	Scopo	Sistema a nastro proposto	Sistema a dischi (33,3 g/m) attuale
Biblioteca del Congresso	1. Costo annuale dei libri parlanti	Anno 1959 (stimato) = $ 200.000	Anno 1959 (reale) = $ 618.309
	2. Rendimento della Biblioteca	Tutte le librerie regionali saranno di uguale potenziale di servizio	Le librerie variano in proporzione al servizio
	3. Economia	L'aumento annuale di cassette di nastri vergini è proporzionale all'aumento dei nuovi richiedenti per anno	L'aumento annuale di custodie per libri uguaglia il numero delle opere moltiplicato per le copie
	4. Sviluppo	Gruppi locali di semiprofessionisti volontari possono registrare opere per scopi speciali a costo molto basso	Operazione costosa
Biblioteche regionali	5. Comodità di spazio	Anno 1959, uscita di libri parlanti *a*) Matrici intermedie inviate alle biblioteche = 8.400 (stimato) *b*) Volume di spazio per cassette = = 5.900 piedi cubici di ingombro di magazzino *c*) Spazio per scaffali = 210 m lineari (suddiviso in parti uguali fra le librerie regionali)	Anno 1959, uscita di libri parlanti *a*) Scatole di libri inviate alle librerie = 43.557 *b*) Volume occupato = 10.700 piedi cubici *c*) Spazio per scaffali = 2.700 m lineari (suddivisi proporzionalmente alle quote delle singole librerie)
	6. Peso	Peso totale spedito alle librerie = = 3.780 kg (stimato)	Peso totale reale spedito = 157.500 kg (approssimativamente)
	7. Lavoro di copiatura	Eliminerà molti dischi ed elenchi	Effettuato con copiatura di dischi.
Utenti minorati della vista	8. Libri	*a*) Maggior numero di opere facilmente disponibili *b*) Opere specializzate divengono disponibili	*a*) Numero limitato di opere e di copie *b*) Nessuna
	9. Qualità	Ascolto piacevole a motivo della fedeltà costante, del basso livello di rumore, della continuità, del controllo di qualità.	Alto livello di disturbi dovuti alla usura, alle rotture, a incuria, a discontinuità del disco, assenza di controllo di qualità
	10. Sviluppo del servizio	*a*) Disponibilità di libri di consultazione *b*) Comunicazioni	*a*) Non fattibile *b*) Non realizzabile

dott. ing. Antonio Turrini

Tracciamento delle curve di risposta col metodo dei diagrammi assintotici*

Abbiamo descritto (l'antenna, *settembre 1964, n. 9, pag. 420*) *un metodo di tracciamento della curva di risposta di un sistema lineare di cui si conosce il guadagno in forma complessa.*
Per rendere questo studio più completo possibile, si esamina in questo articolo il modo di variare della fase del guadagno complesso in funzione della frequenza. Si chiuderà l'articolo stesso trattando, a titolo di applicazione, qualche problema pratico.
Nella maggior parte delle reti lineari impiegate in elettronica (eccetto i ponti) esiste una relazione « biunivoca » fra il modulo e l'argomento del guadagno. Tali reti sono dette « a minimo sfasamento ». Per questi sistemi, ad una data curva di risposta corrisponde sempre la stessa curva di fase. Lo studio della fase non è dunque indispensabile; è bene tuttavia l'averlo fatto, particolarmente se si è condotti a discutere la stabilità di un sistema a maglie, il cui guadagno a circuito aperto è funzione della frequenza.

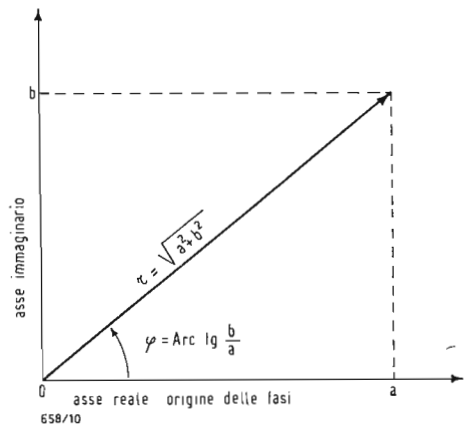



Fig. 8 - Si passa dal piano complesso delle grandezze a e b alle grandezze polari r e φ mediante le relazioni valide per il triangolo rettangolo.

1. - LA RISPOSTA IN FASE

Ricordiamo che nel piano complesso, un'espressione della forma $a + jb$ è rappresentata da un vettore le cui componenti secondo due assi perpendicolari sono a e b. L'asse che reca a è l'asse reale, l'asse recante l'asse b è l'asse immaginario.
Si può passare da questa rappresentazione cartesiana a quella polare, con la quale si determina il modulo e l'argomento del vettore. Le relazioni intercedenti fra gli angoli e i lati del triangolo rettangolo (fig. 8) ci permettono di calcolare il modulo e l'argomento per mezzo della sua tangente:

$r = \sqrt{a^2 + b^2}$; $\operatorname{tg} \varphi = b/a$.

Un'espressione complessa può sempre essere messa sotto la forma $a + jb$; ne risulta che si avrà la tangente dell'angolo di fase facendo il rapporto tra la parte immaginaria e la parte reale. Senza entrare nei dettagli dei calcoli (rimandiamo a questo proposito il lettore alla celebre opera del Quinet: « Teoria e pratica degli amplificatori »), si mostra che se A_1 e A_2 sono due quantità complesse, le fasi delle quali sono φ_1 e φ_2, la fase del prodotto $A_1 \cdot A_2 = A$ $\Phi = \varphi_1 + \varphi_2$.
Si può confrontare questa proprietà con quella relativa al logaritmo del prodotto: $\log A = \log |A_1| + \log |A_2|$.
Analogamente se B rappresenta il quoziente A_1/A_2, si ha per la sua fase ψ_B: $\psi_B = \varphi_1 - \varphi_2$.
Siamo dunque condotti ad applicare, per le fasi, il metodo utilizzato per i moduli; ci basta tracciare le curve di fase delle quattro espressioni fondamentali, poi combinarle, se è il caso.

2. - CURVA DI FASE DI G = K.

Il guadagno è costante, indipendente dalla frequenza reale. La parte immaginaria è nulla:

$$G = K + j\,0; \operatorname{tg} \varphi = \frac{b}{a} = 0.$$

La fase minima, corrispondente a $\operatorname{tg} \varphi = 0$ è $\varphi = 0$. Bisogna notare che matematicamente questa soluzione non è la sola possibile; si potrebbe anche avere $\varphi = \pi$ o $\varphi = 2584\,\pi$. Come si è già avvertito sopra, i sistemi che si incontrano generalmente non presentano questa indeterminazione. È valida solo la soluzione $\varphi = 0$.
Nello studio della curva di risposta non si è prospettato che il caso in cui K è positivo, ciò che è giustificato quando ci si interessa solo del modulo. Al contrario, se si vuole conoscere la fase, è necessario fare una distinzione. Si è convenuto di scegliere come fase per K negativo, $\varphi = -\pi$ (questa è in generale l'inversione di fase dovuta ad un elemento attivo, transistore o tubo elettronico). La fig. 9 rappresenta la curva

(*) Tradotto da Nouguier, J., Le tracé des courbes de réponse par la méthode des diagrammes asymptotiques, *Toute l'Electronique*, settembre 1964, pag. 316.

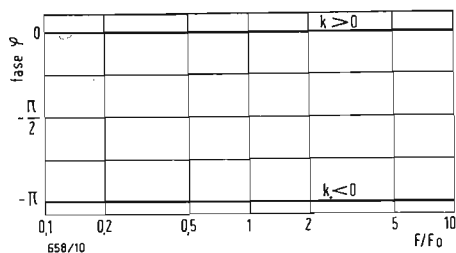



Fig. 9 - La fase di $G = k$ dipende dal segno di k, ma resta indipendente dalla frequenza. I valori negativi di k corrispondono all'inversione di fase.

Fig. 10 - La fase di $G = jF/F_0$ resta uguale a 90° al variare della frequenza.

Fig. 11 - La fase di $G = 1 + jF/F_0$ può essere sostituita dai suoi assintoti, lo scarto si conserva sempre inferiore a 5°.

di fase per $K > 0$ e per $K < 0$; esse sono evidentemente delle rette orizzontali. Tutti i diagrammi di fase devono essere tracciati su carta semi logaritmica, portando la frequenza in ascisse e la fase in ordinate.

3. - CURVA DI FASE DI $G = j F/F_0$.

Il guadagno varia linearmente con la frequenza e la sua parte reale è nulla:

$$\text{tg}\,\varphi = \frac{b}{a} = \frac{F/F_0}{0} = +\infty.$$

La fase minima corrispondente è:
$\varphi = \pi/2$.
La curva di risposta in fase è ancora una retta orizzontale (fig. 10).

4. - CURVA DI FASE DI $G = 1 + j F/F_0$.

In questa espressione la fase varia con la frequenza:

$$\text{tg}\,\varphi = \frac{b}{a} = \frac{F}{F_0}.$$

Si può tracciare la curva rappresentativa della fase osservando che per frequenza zero, la fase è pure zero e che al tendere della frequenza a infinito, la fase tende a $+\pi/2$.
Per la frequenza di taglio, la fase presenta un valore importante:

$$\text{tg}\,\varphi_0 = \frac{F_0}{F} = 1\,,$$

ossia:
$\varphi_0 = +\pi/4 = 45°$.
Si può dimostrare che l'uso di una carta semilogaritmica rende la curva simmetrica rispetto al punto di coordinate F_0 e $+\pi/4$ (fig. 11).
È possibile, in prima approssimazione, sostituire la curva reale con un diagramma assintotico. Questo si può ottenere facilmente congiungendo con una retta obliqua il punto di coordinate $F_0/10$ e 0 col punto di coordinate 10 F_0 e $\pi/2$. Il diagramma reale non si scosta più di 5 gradi dal diagramma assintotico. Lo scarto $F_0/10$ e 10 F_0 è ancora circa 5 gradi. Si osservi che la transizione della fase in prossimità della frequenza di taglio è smorzata di gran lunga rispetto al diagramma del modulo. Si può infatti considerare che, per il modulo, i punti di ascissa $F_0/3$ e 3 F_0 giacciono praticamente sugli assintoti. Ne viene che la variazione della fase è rilevabile prima della variazione del modulo.

5. - CURVA DI FASE DI $G = 1 - (F/F_0)^2 + 2j\,\xi F/F_0$.

La fase del sistema del secondo ordine assume una forma un po' più complicata:

$$\text{tg}\,\varphi = \frac{2\,\xi\,F/F_0}{1 - (F/F_0)^2}.$$

La fase dipende direttamente dal valore del parametro ξ; i limiti di variazione rimangono tuttavia gli stessi per tutti i valori di ξ:
per $F = 0$, $\text{tg}\,\varphi = 0^+$, $\varphi = 0$
per $F \to \infty$, $\text{tg}\,\varphi \to 0^-$, $\varphi \to +\pi$.
La fase assume un valore particolare per la frequenza di taglio, $F = F_0$:

$$\text{tg}\,\varphi = \frac{1}{0} = \infty,\ \varphi = +\pi/2.$$

Per valori di ξ maggiori o uguali a 1, si è visto nel N. 9/1964, che è possibile decomporre l'espressione del secondo ordine in due espressioni del primo ordine: basta poi sommare gli sfasamenti dovuti a ciascuno dei termini. Se $\xi < 1$ non è possibile trovare un diagramma assintotico per la variazione di fase. La fig. 12 rappresenta i diagrammi ottenuti per diversi valori di ξ. Si vede che la variazione di fase è tanto più brusca, quanto minore è ξ. Al limite, per $\xi = 0$:

$$\text{tg}\,\varphi = \frac{0}{1 - (F/F_0)^2}.$$

Se $F < F_0$ il denominatore è positivo, la tangente tende a zero per valori positivi, $\varphi = 0$. Se $F > F_0$, il denominatore è negativo, la tangente tende a zero per valori negativi e $\varphi = \pi$. C'è discontinuità della fase.

6. - CONCLUSIONE

Confrontando i diagrammi di ampiezze e di fase si può enunciare come regola generale che la variazione della fase è tanto più grande, quanto più pronunciati sono gli « accidenti » della curva di risposta di ampiezza. I valori massimi dello sfasamento sono proporzionali all'ordine del sistema: $\varphi_n = n\pi/2$ per un sistema di ordine ennesimo.
Un circuito amplificatore ideale dovrebbe avere una curva di risposta in ampiezza che fosse una retta orizzontale; è la stessa cosa per la risposta in fase. Ogni diagramma di ampiezza che si scosta dall'orizzontale indica che lo sfasamento non è più zero. In altri termini, ogni distorsione di frequenza è necessariamente accompagnata da distorsione di fase. Queste due distorsioni sono dunque legate e la comparsa dell'una implica l'esistenza dell'altra.

7. - ESEMPI DI CALCOLO DI GUADAGNI COMPLESSI

Trattiamo ora, a titolo di applicazione del metodo, qualche esempio scelto in modo da illustrare i casi più tipici.
Saremo condotti ad imbatterci frequentemente in espressioni nelle quali i termini del primo e del secondo ordine figurano al denominatore.
Si ricordi che si passa da G ad $A = 1/G$ per mezzo della relazione:
$\log |A| = \log |1/G| = -\log |G|$.
I diagrammi di A si deducono quindi dai diagrammi di G per ribaltamento attorno all'asse delle frequenze. Ci accontenteremo di tracciare i diagrammi di ampiezza, i diagrammi di fase sono infatti poco interessanti in se stessi.

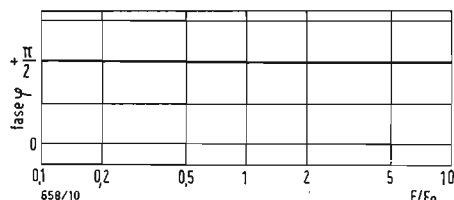
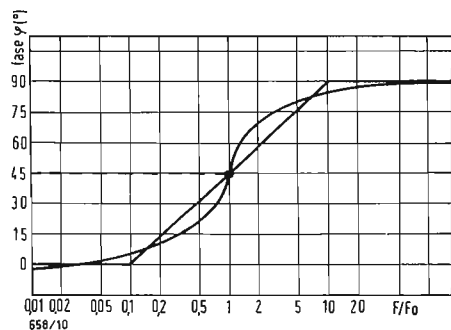
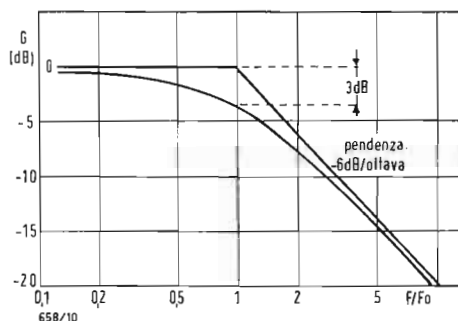



Fig. 13 - Il filtro passa basso della fig. 1 ha una pendenza di taglio di 6 dB/ottava, la frequenza di taglio è $F_0 = 1/2\,\pi$ RC.

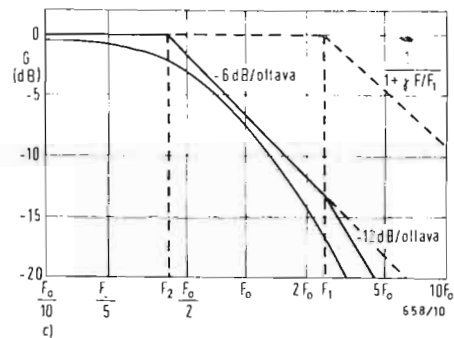



Fig. 14 - Con un filtro passa basso a due cellule, si constata uno spostamento delle frequenze di taglio da una parte e dall'altra della frequenza F_0. La pendenza di taglio può raggiungere i — 12 dB/ottava per le alte frequenze.

Fig. 12 - La variazione di fase del sistema del 2° ordine diviene via via più rapida al diminuire del parametro ξ di smorzamento.

7.1. - Filtro passa basso a R, C monocellulare

Si tratta del filtro di fig. 1 (v. N. 9/'64), di cui si è già calcolato il guadagno:

$$G = \frac{1}{1 + j\,F/F_0},$$

in cui

$$F_0 = \frac{1}{2\,\pi\,RC};$$

è il diagramma speculare del diagramma del primo ordine. Il modulo del guadagno rimane costante e uguale a 1 fino a $F = F_0$, poi decresce linearmente a partire dalla frequenza di taglio con la pendenza di — 6 dB/ottava (fig. 13).

7.2. - Filtro passa basso a R, C a due cellule identiche

Consideriamo il filtro della fig. 14*a*; è costituito da due cellule identiche collegate in cascata. La prima cellula vede un'impedenza che non è infinita e la sua frequenza di taglio ne risulta modificata. Il guadagno globale si ottiene facilmente sostituendo la prima cellula con un dipolo di forza elettromotrice uguale alla tensione a vuoto, che appare ai terminali di uscita di questa cellula quando non è caricata

$$E = E_C \frac{1}{1 + j\,\omega\,R\,C}$$

e di resistenza interna uguale all'impedenza

$$Z = \frac{R}{1 + j\,\omega\,R\,C}$$

di R e C in parallelo (applicazione del teorema di Thévenin). Si ottiene allora il divisore di tensione della fig. 14*b*. Il guadagno globale è dunque:

$$G = \frac{E_S}{E_C} = \frac{1}{1 + j\,\omega\,R\,C} \times$$

$$\times \frac{\dfrac{R}{1 + j\,\omega\,R\,C}}{\dfrac{R}{1 + j\,\omega\,R\,C} + R + \dfrac{1}{j\,\omega\,C}},$$

ossia semplificando e poichè $j^2 = -1$, si ha:

$$G = \frac{1}{1 - (RC\omega)^2 + j\,3\omega RC}.$$

Si ponga, come precedentemente, $F_0 = 1/2\pi\,RC$, ne viene:

$$G = \frac{1}{1 - (F/F_0)^2 + j\,3\,F/F_0}.$$

Questa espressione è del secondo ordine con $\xi = 3/2$; essendo $\xi > 1$, si può decomporre l'espressione in un prodotto di due termini del primo ordine:

$$G = \frac{1}{(1 + j\,F/F_1)\,(1 + j\,F/F_2)},\quad \text{con}$$

$$F_1 = F_0\,[\xi + \sqrt{\xi^2 - 1}] = 2{,}62\,F_0;$$
$$F_2 = F_0\,[\xi - \sqrt{\xi^2 - 1}] = F_0/2{,}62.$$

La curva di risposta è data dalla somma dei due diagrammi elementari (figura 14*c*). Si constata che l'introduzione della seconda cellula ha scartato le frequenze di taglio, il che ha avuto l'effetto di diminuire la banda passante. Per frequenze superiori a 2,6 F_0, l'attenuazione è di 12 dB/ottava. L'attenuazione avviene molto progressivamente, in particolare in vicinanza della prima frequenza di taglio. Si escluderà perciò un simile filtro quando si desideri ottenere un taglio netto.

7.3. - Filtro passa alto a R, C monocellulare

La fig. 15*a* rappresenta un filtro *RC* passa alto ad una sola cellula. Il calcolo del guadagno è semplice, perchè si tratta di un divisore di tensione:

$$G = \frac{R}{R + \dfrac{1}{j\,\omega\,C}} = \frac{j\,\omega\,RC}{1 + j\,\omega\,RC}.$$

Poniamo $F_0 = 1/2\,\pi\,RC$, si deduce:

$$G = \frac{j\,F/F_0}{1 + j\,F/F_0}.$$

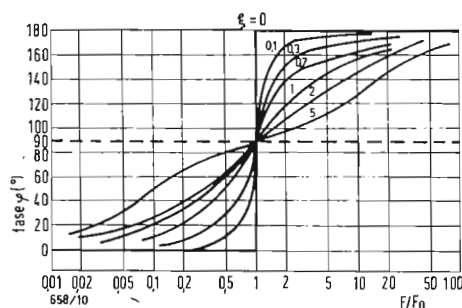



Fig. 15 - La curva del filtro passa alto ad una cellula è simmetrica di quella del filtro passa basso rispetto alla frequenza F_0.

Si ottiene il diagramma di G componendo i diagrammi di $j\,F/F_0$ e di

$$\frac{1}{1 + j\,F/F_0}.$$

Per le frequenze minori di F_0, interviene solo la risposta di $j\,F/F_0$. Al contrario, per le frequenze maggiori di F_0, le due tendenze si compensano esattamente e si ottiene un assintoto orizzontale. La fig. 15*b* rappresenta il diagramma globale del filtro.

8. - CURVA DI RISPOSTA DI AMPLIFICATORE A CONTROREAZIONE SELETTIVA

La fig. 16*a* rappresenta lo schema di un amplificatore di guadagno $-K$, comprendente una rete di controreazione. Se si chiama β il tasso di controreazione, il guadagno è dato da

$$G = \frac{-K}{1 + \beta K}.$$

Se K è molto maggiore di $1/\beta$, si ha che $G = -1/\beta$, ossia ha il modulo

$$G = \frac{1}{|\beta|}.$$

Nel caso della figura:

$$\beta = \frac{R}{R + Z} \quad \text{e} \quad \frac{1}{\beta} = \frac{R + Z}{R}, \quad \text{con}$$

$$Z = \frac{R_0}{1 + j\,\omega\,R_0 C_0}, \quad \text{da cui}$$

$$\frac{1}{\beta} = 1 + \frac{R_0}{R}\;\frac{1}{1 + j\,\omega\,R_0 C_0},$$

che si può scrivere:

$$\frac{1}{\beta} = \frac{R + R_0}{R} \times \frac{1 + j\omega\,\dfrac{R\,R_0}{R + R_0}\,C_0}{1 + j\,\omega\,R_0 C_0}.$$

Chiamiamo β_0 il tasso di controreazione che si avrebbe se la capacità non esistesse, $\beta_0 = \dfrac{R}{R + R_0}$; e ponendo

$$F_0 = \frac{1}{2\pi\,R_0 C_0}, \quad \text{si ha:}$$

$$G = -\frac{1}{\beta} = \frac{1}{\beta_0}\;\frac{1 + j\,\beta_0\,(F/F_0)}{1 + j\,F/F_0}.$$

La frequenza di taglio è F_0/β_0, molto maggiore di F_0 in generale. Si ottiene per il modulo del guadagno un diagramma assintotico costituito da due linee orizzontali riunite da un retta inclinata con pendenza 6 dB/ottava.

Il rapporto dei guadagni alle frequenze di taglio è uguale all'inverso del rapporto di queste frequenze (il che è generalmente vero per tutti i punti, che si trovano sopra una retta con pendenza 6 dB/ottava).

9. - INFLUENZA DELLA CAPACITÀ DEL CATODO IN UN AMPLIFICATORE A TRIODI

Quando si vuole disaccoppiare la resistenza di catodo di un amplificatore a triodo, ci si preoccupa generalmente di scegliere la capacità più grande possibile. Alcuni autori consigliano di impiegare una capacità tale che la sua reattanza alla frequenza di lavoro sia molto più bassa del valore della resistenza da disaccoppiare. Ci proponiamo di tracciare la curva di risposta dell'amplificatore per una data capacità e di dedurne il valore necessario per questa capacità. Sia μ il coefficiente di amplificazione del triodo, ϱ la sua impedenza di uscita. Il guadagno dello stadio è dato da:

$$G = \frac{\mu\,R_p}{\varrho + R_p + (\mu + 1)\,Z_k},$$

dove Z_k rappresenta l'impedenza del gruppo RC di catodo:

$$Z_k = \frac{R_k}{1 + j\omega\,R_k C_k};$$

si deduce, sostituendo a Z_k il suo valore e facendo apparire i termini del primo ordine:

$$G = \frac{\mu\,R_p}{\varrho + R_p + (\mu + 1)\,R_k} \cdot \frac{1 + j\omega\,R_k C_k}{1 + j\,\dfrac{(\varrho + R_p)\,R_k C_k\,\omega}{\varrho + R_p + (\mu + 1)\,R_k}}.$$

Ma $\dfrac{\mu\,R_p}{\varrho + R_p + (\mu + 1)\,R_k} = G_{SD}$ non è altro che il guadagno dello stadio se si omette di disaccoppiare la resistenza R_k; e se si chiama G_D il guadagno che si può ottenere se la capacità C_k è infi-

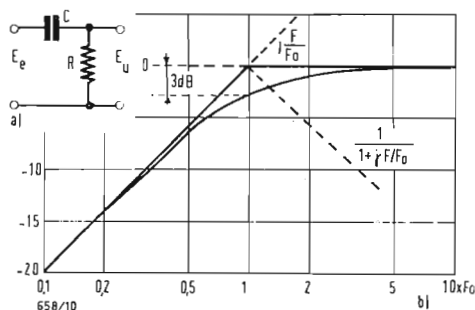
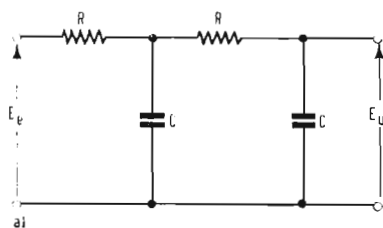



Fig. 14/a

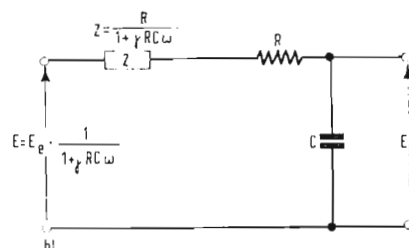



Fig. 14/b

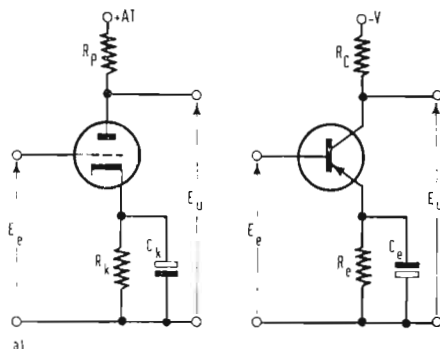
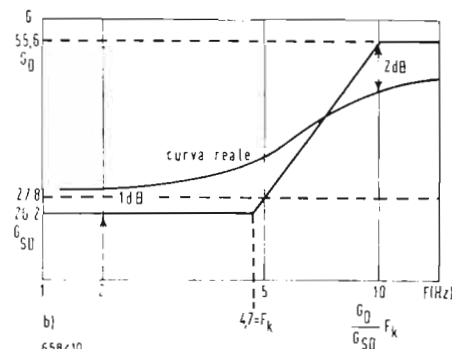



Fig. 17 - Nell'amplificatore a triodo (tubo o transistore) la frequenza di taglio è superiore alla frequenza di taglio del gruppo RC di catodo (o di emettitore). Per uno stadio amplificatore equipaggiato con un tubo 12 AX 7 lo scarto resta però abbastanza piccolo.

nita, si ha:

$$G_D = \frac{\mu R_p}{\varrho + R_p}.$$

Si ponga d'altra parte $F_k = 1/2\pi R_k C_k$, si ha allora:

$$G = G_{SD} \frac{1 + j F/F_0}{1 + j F G_{SD}/F_k G_D}.$$

La frequenza di taglio del numeratore è F_k, quella del denominatore è $G_D F_k/G_{SD}$ superiore a F_k e tanto più alta quanto più i guadagni con e senza disaccoppiamento differiscono tra loro. Si ottiene per l'insieme il diagramma di fig. 16*b*. Spesso i guadagni differiscono abbastanza poco, con o senza disaccoppiamento. I tratti orizzontali del diagramma sono allora molto vicini e la curva reale è assai più schiacciata rispetto ai diagrammi assintotici (si noti che però è facile tracciare questa curva reale componendo i diagrammi reali elementari). Se i guadagni differiscono poco e se si può accettare l'attenuazione introdotta, è talvolta preferibile sopprimere la capacità di disaccoppiamento.

a) *Tubo* 12AX7.

I dati sono: $\mu = 100$; $\varrho = 80$ kΩ; $R_p = 100$ kΩ; $R_k = 2$ kΩ; si trova:

$$G_n = 100 \times \frac{100}{180} = 55{,}6;$$

$$G_{SD} = 100 \times \frac{100}{382} = 26{,}2.$$

Lo scarto tra i due guadagni è vicino a 6 dB. Si scelga la frequenza di taglio del denominatore uguale a 10 Hz:

$$\frac{G_D}{G_{SD}} F_k = 10; \; F_k = 4{,}7 \text{ Hz; da cui:}$$

$$C_k = \frac{1}{2\pi R_k F_k} \cong 16 \, \mu\text{F in cifra tonda.}$$

b) *Transistore* OC75.

Il calcolo precedente è valido in prima approssimazione per i transistori; esso permette di trovare l'ordine di grandezza della capacità.

I dati sono: $\mu = 1000$; $\varrho = 15$ kΩ; $R_C = 3{,}3$ kΩ; $R_e = 330$ Ω. Sostituendo nelle espressioni precedenti R_p con R_C e R_k con R_e, si trova:

$$G_D = 1000 \times \frac{3{,}3}{18{,}3} = 180;$$

$$G_{SD} = 1000 \times \frac{3{,}3}{348{,}3} = 9{,}47.$$

Si scelga la frequenza di taglio di 10 Hz:

$$\frac{G_D}{G_{SD}} F_e = 10; \; F_e = 0{,}525 \text{ Hz, da cui}$$

$$C_e = \frac{1}{2\pi R_C F_C} = 920 \, \mu\text{F, si sceglierà}$$

$C_e = 1000$ μF.

Da questo esempio si può vedere che nel caso dei transistori le capacità devono essere molto più grandi di quanto ci si potrebbe aspettare. Questi valori possono sorprendere. Ma il calcolo esposto in un modo leggermente differente avrebbe mostrato che la frequenza di taglio dell'amplificatore è definita dal disaccoppiamento dell'impedenza interna vista dal catodo, cioè dell'impedenza di uscita del circuito « trasferitore catodico » che è dell'ordine di grandezza dell'inverso della pendenza. Ora, nella condizioni sopra riportate, la pendenza del tubo 12AX7 è 1,25 mA/V, quella dell'OC75 è 67 mA/V. Si capisce che sia più difficile disaccoppiare il transistore che il tubo.

10. - CONCLUSIONE

Abbiamo voluto dimostrare che è possibile, senza l'impiego della matematica superiore, calcolare le curve di risposta con precisione. L'impiego dei diagrammi logaritmici assintotici semplifica grandemente il tracciamento delle curve, tanto più che per la maggior parte dei casi, è veramente importante solo la conoscenza delle frequenze di taglio e dei guadagni corrispondenti. Si ritrovano i principii noti a chi si interessa di amplificatori di bassa frequenza. *A*

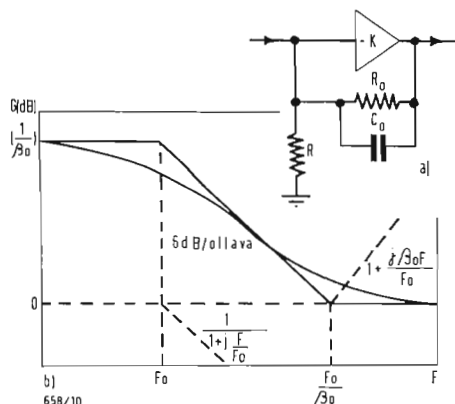



Fig. 16 - La frequenza di taglio dell'amplificatore a controreazione è determinata dal valore della costante di tempo RC del circuito. Il guadagno alle alte frequenze tende all'unità.

dott. ing. Alberto Albertini

Le nuove cartucce fonorivelatrici Shure*

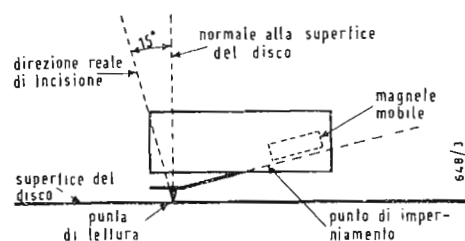



Fig. 1

SHURE, grande specialista americano in materia di cartucce fonorivelatrici sfruttanti il principio magneto-dinamico a magnete-mobile (di cui detiene il brevetto americano) perfeziona senza posa i suoi modelli alfine di ottenere sempre migliori prestazioni; da una parte, alleggerendo al massimo i loro equipaggi mobili; dall'altra portando a valori che ci avrebbero fatto sognare, qualche anno fa, i loro coefficienti di elasticità (allora 5.10^{-6} cm/dine furono considerati per lungo tempo molto onorevoli, ora si raggiungono correntemente 20.10^{-6} cm/dine).

Queste due caratteristiche meccaniche consentono una sensibile riduzione del peso di appoggio della punta sul disco, con un conseguente miglioramento della risposta alle frequenze alte. Ciò, però, non è tutto.

Conviene anche ridurre al minimo la diafonia tra i canali e le distorsioni causate da una disposizione difettosa, rispetto al solco, degli assi di imperniamento dell'equipaggio mobile, distorsione che fu chiamata « errore di pista » ai tempi dell'incisione laterale.

Ridurre la diafonia è un problema sia elettrico, sia meccanico.

Le bobine trasduttrici, essendo vicine e di induttanza non trascurabile, danno facilmente valori di diafonia elettrica di — 35 dB. Sotto l'aspetto meccanico, sembra che la rigidità dell'equipaggio mobile sia molto importante, in ragione dell'influenza, spesso constatata, delle risonanze di torsione.

La lettura di dischi stereofonici fa normalmente intervenire due tipi di errore di pista.

1. Quella influenzante la componente laterale di incisione, in seguito alla lunghezza finita del braccio di lettura (identica a quella dei dischi monofonici) che si minimizza con l'artificio del braccio piegato a gomito e che non comporta, con un materiale ben conosciuto, che una distorsione molto inferiore a quella detta di « contatto ».

2. Quella influenzante la componente verticale di incisione — dunque specifica ai dischi stereofonici — alla quale i tecnici danno ora grande importanza, e la cui origine è facile a comprendersi.

Nel suo movimento verticale, la punta lettrice descrive un piccolo arco di cerchio, praticamente confuso con la sua tangente iniziale, che non può mai essere tuttavia normale alla superficie del disco, poichè questa condizione implicherebbe l'appartenenza dell'asse d'imperniamento a questa stessa superficie, cosa che non può essere materialmente.

Poichè diversi motivi rendono egualmente molto difficile incidere la componente verticale in una direzione rigorosamente normale al disco (ciò sarebbe svantaggioso poichè ne riduce il livello massimale dell'informazione direzionale) non resta che una soluzione saggia: standarizzare il valore dell'angolo di incisione nel piano verticale e aggiustare l'asse di imperniamento corrispondente delle capsule di lettura affinchè la tangente all'arco descritto dalla punta di lettura faccia lo stesso angolo con il piano del disco. Si può dunque annullare l'errore di pista verticale e sarebbe veramente biasimevole non approfittarne.

Diverse considerazioni hanno condotto all'adozione di un angolo ottimo di 15° tra la normale al piano del disco e la direzione dello stilo incisore e questo valore sarà in breve tempo normalizzato.

Di conseguenza conviene che le punte di lettura possano muoversi nelle stesse condizioni lasciando l'asse della punta perpendicolare al disco.

1. - LA SERIE « M44 STEREO 15 »

Le nuove cartucce fonorivelatrici SHURE della serie denominata M44 15° Dynetic (fig. 2), sono realizzate in accordo con questi principi, e sono così perfezionate dal punto di vista meccanico, che rivelano, oltre le loro qualità ben conosciute, una riduzione notevole della loro distorsione per intermodulazione, e un miglioramento notevole della diafonia, in particolare in vicinanza dei 10 kHz, che si traducono in una precisione accresciuta della discriminazione spaziale, nell'insieme dello spettro udibile.

A titolo dei perfezionamenti meccanici, conviene citare l'adozione d'un sistema che protegge l'equipaggio mobile, il cui rimpiazzamento è intanto diventato di un'estrema semplicità — e che impedisce virtualmente la possibilità di rigare il disco (la punta di lettura si ritrae in caso di appoggio verticale esagerato o di urto, e la cellula prende contatto con il disco a mezzo di un piccolo pezzo

(*) Tradotto da R. L. *Revue du Son*, n. 133, maggio 1964, pag. 203-205.

in materia plastica contemporaneamente morbido e perfettamente liscio.

Si troveranno qui di seguito le principali caratteristiche dei due modelli di capsule fonorivelatrici Shure della serie « M44 » quali sono comunicate dal costruttore.

Queste curve hanno l'andamento di quelle che noi abbiamo sempre ottenuto con fonorivelatori stereofonici a magnete mobile, ma rivelano egualmente i progressi realizzati verso una padronanza più completa di un procedimento molto semplice come principio, ma molto delicato da mettere in pratica.

Innanzitutto si noterà l'eccellente regolarità delle curve di risposta dei due canali entro 20 e 10.000 Hz, dove il lettore si comporta da trasduttore di velocità quasi perfetto (il canale sinistro è leggermente superiore a quello destro), in seguito inizia la caratteristica risonanza intorno ai 14 kHz, che noi attribuiamo a delle oscillazioni in torsione dell'equipaggio mobile (essa scompare praticamente ad una prova con incisione laterale) ma qui è convenientemente smorzata (+ 5 dB) in seguito, a 20 kHz, si ritrova il livello uguale a 1 kHz.

Si può constatare il progresso raggiunto; la maggior parte delle cellule fonorivelatrici magneto-dinamiche precedentemente esaminate cadevano rapidamente dopo la loro risonanza e raggiungevano raramente 20 kHz in così buone condizioni.

Anche le caratteristiche diafoniche rivelano netti progressi nei risultati; ma non nell'andamento del fenomeno.

Nel canale migliore, il sinistro, la diafonia resta di — 30 dB al di sotto di 800 Hz, si mantiene entro — 25 e — 20 dB fino a 8 kHz, poi cresce all'avvicinarsi della risonanza, senza superare tuttavia — 12 dB a 14 kHz (— 15 dB a 20 kHz). Il canale destro la cui curva è un po' meno buona di quella del canale sinistro, contiene qualche irregolarità diafonica al disotto di 100 Hz, dove, questa volta la diafonia aumenta lentamente per raggiungere — 10 dB a 20 Hz. Per il resto il livello di diafonia si mantiene intorno a — 25 dB da 100 a 6000 Hz, aumenta in seguito, raggiunge — 15 dB verso 14 kHz e si mantiene a questo valore fino a 20 kHz.

Concludendo, le curve di risposta dei due canali stanno entro + o — 2dB da 20 a 20.000 Hz e la diafonia resta sempre inferiore a — 20 dB a tutte le frequenze veramente interessanti dal punto di vista stereofonico (sotto i 100 Hz l'aumento di diafonia è accettabile, mentre per gli acuti non si sorpassa mai il limite massimo di — 15 dB).

A 1 kHz la sensibilità dei due canali è identica (circa 0,2 dB): 2,35 mV/cm s per le direzioni d'oscillazione perpendicolari ai fianchi del solco (risultati superiori a quelli indicati dal costruttore).

Nelle condizioni di misura il segnale di uscita accusa qualche distorsione alle frequenze vicine alla risonanza, a 14 kHz, per ritornare sinusoidale a 20 kHz.

Questo fenomeno sembra dimostrare che, in questa prova, la punta non è realmente guidata che da un solo fianco.

I rilievi dell'incisione respingono la punta lettrice che non può contare che sull'elasticità dell'equipaggio mobile per seguire il profilo dell'incisione.

Quando il fenomeno si complica per la presenza di una risonanza, sembra probabile che la punta si stacchi dal solco durante una frazione di ciascun periodo

Tabella 1. – Caratteristiche principali di due testine fonorivelatrici SHURE, della serie M44.

MODELLO	M 44-5	M 44-7
Curva di risposta	20 · 20.000 Hz	20 · 20.000 Hz
Sensibilità a 1 kHz	1,2 mV/cm/s	1,8 mV/cm/s
Diafonia a 1 kHz	≤ 25 dB	≤ 25 dB
Coefficiente d'elasticità	$25 \cdot 10^{-6}$ cm/dine	$20 \cdot 10^{-6}$ cm/dine
Appoggio verticale	0,75 a 1,5 g	1,5 a 3 g
Coefficiente di auto induttanza per canale	680 mH	680 mH
Resistenza per canale	650 Ω	650 Ω
Raggio della punta di lettura	13 μ	17 μ
Resistenza di carico per canale	47 kΩ	47 kΩ

L'andamento della distorsione è caratteristica di un fenomeno che, d'altra parte cessa di manifestarsi in incisione laterale, dove la punta è simultaneamente diretta dai due fianchi del solco.

Ciò lascia pensare che non c'è da tenerne conto, nell'ascolto di un programma musicale, la cui informazione stereofonica, molto leggera al disopra di 8 kHz, implica una incisione praticamente laterale di queste frequenze.

Comunque le prove di tenuta nel solco a 100 Hz (facciata *B*, zona 4 e 5 del disco STR 100) che danno un'idea dell'elasticità in regime dinamico dell'equipaggio mobile, tenderebbero a lasciar credere che un appoggio verticale minimo di 1,5 g si possa ammettere.

La regione critica dei 10 kHz, ove l'inerzia interessa maggiormente, esige di portare l'appoggio verticale a 2,5 g per una lettura veramente stabile, e forse, sarà più indicato raggiungere 3 g (come consiglia Shure) per fare fronte alle grandi accelerazioni che si incontrano talvolta, tutti gli sperimentatori si accordano nel giudicare troppo bassi i valori d'appoggio verticali minimi, generalmente indicati, che non corrispondono con le accelerazioni massime realmente osservate e la massa dinamica dell'equipaggio mobile (non può scendere al disotto del milligrammo nel lettore tipo « M44-7 »). Senza dubbio ciò è possibile con musica particolarmente dolce a debole dinamica, banda passante ristretta, senza transitori d'attacco notevoli. Lo si provi, per convincersi, su di un disco di piano di Sviatoslav Richter e si vedrà la differenza.

Resta che con queste curve di risposta e di diafonia, con simili caratteristiche meccaniche e una tale comodità e sicurezza d'impiego — in particolare rimpiazzamento agevole della punta lettrice e la sua protezione in caso di sovraccarico accidentale — la cellula fonorivelatrice M44-7 si classifica tra le migliori della sua categoria. Con un buon braccio e dei buoni dischi, l'audizione raggiunge una rara qualità; forse è un po' meno trasparente nella zona estrema degli acuti, rispetto altre realizzazioni dal nome prestigioso, ma che non arrivano al suo grado di estrema morbidezza di utilizzazione. Ciò può essere forse solo un'illusione auditiva.

Lasciamo all'uditore d'apprezzare ciò che preferisce; il contenuto estetico del messaggio è ciò che non potrebbe essere trascritto in un altro linguaggio, bisogna dunque risolversi ad abbordarlo da soli, in piena coscienza; ma con la garanzia, quando si tratta di Shure, di una tecnologia senza rimprovero.

Infine la cellula Shure M44-7 è conforme alla curva normale relativa all'errore di pista della componente verticale: la direzione reale della componente detta « verticale » dell'incisione, forma un angolo di 15° con la superficie del disco, e la tangente all'arco di cerchio descritto dalla punta lettrice, nel piano verticale della capsula M44-7 forma egualmente un angolo di 15° con la superficie del disco, quando il corpo della capsula è parallelo alla superficie di quest'ultimo.

Così si trova annullata una causa di distorsione, distorsione difficilmente percettibile quando l'errore di pista è piccolo, ma sensibile nei casi estremi. È un fatto che dischi nuovamente incisi, secondo la norma recente, sembrano più soddisfacenti con lettori conformi alla normalizzazione: acuti più chiari, più limpidi, attacchi più franchi. L'errore di pista verticale può essere annullato, sarebbe sconveniente non farlo; l'errore di pista laterale si potrà evitare con il

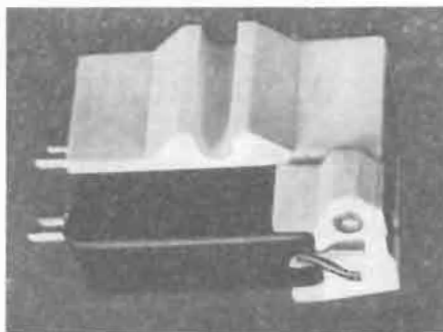



Fig. 2 - La nuova capsula fono-rivelatrice stereofonica M44-7 Shure differisce leggermente dalle realizzazioni precedenti per una semplificazione molto funzionale delle sue linee. Al centro lo schermaggio a forma di parallelepipedo del sistema trasduttore con le quattro spine di connessione dietro (la cellula M44-7 può essere usata con collegamenti a quattro o tre fili in stereofonia e in monofonia con collegamento in parallelo dei due canali. La cellula M44-5 equipaggiata da una vera punta stereofonica da 13 μ conviene solo a dischi monofonici molto recenti) sistemato in un blocco di materiale stampato bianco a forma di U costituente la struttura della cellula e portante le cavità di montaggio disposte secondo le misure standarizzate: 12,7 mm di distanza fra loro. La punta di lettura e tutto l'equipaggio mobile sono solidali ad un pezzo anteriore con cava allargata in avanti, dunque agevolmente amovibile e facile a sostituire.
Esteriormente l'equipaggio mobile sembrerebbe somigliante a quello delle cartucce Shure delle quali noi abbiamo analizzato la struttura, ma sembra che la leva porta punta sia stata accorciata e i cuscini elastici considerevolmente ammorbiditi. In primo piano si vede nettamente la piccola sporgenza in materia plastica liscia e relativamente molle che protegge il disco contro le rigature, quando a seguito di un colpo, per esempio, la punta si sia ritratta nell'interno del suo alloggiamento.
Le dimensioni esterne della nuova cellula M44 sono le seguenti: lunghezza 23,8 mm (senza le spine posteriori); larghezza 15,8 cm; altezza 15,9 mm.

braccio radiale che, quale la fenice rinasce periodicamente, e di cui si conoscono alcune belle realizzazioni, tuttavia poco usato perchè scomodo (e la distorsione incriminata in ogni caso è ben piccola in rapporto a quella di contatto).

Le misure che hanno originato queste osservazioni sono state eseguite da P. Loyez, che ringraziamo per la sua cortesia.

2. - LA RECENTISSIMA CARTUCCIA FONORIVELATRICE «V15 STEREO DYNETIC» A PUNTA DI LETTURA ELLITTICA

Noi abbiamo avuto l'occasione di segnalare l'interesse che poteva presentare una punta di lettura ellittica per la riduzione delle distorsioni di contatto, ed abbiamo avanzato l'ipotesi che in un avvenire prossimo avremmo visto adottare questo metodo da tutti i principali fabbricanti di cellule fonorivelatrici, per le loro realizzazioni più elaborate. Questa previsione comincia già a verificarsi. SHURE, in America, segue l'esempio dato da ORTOFON in Europa (ricordiamo che la idea d'una punta di lettura ellittica non è nuova e solo le difficoltà di costruzione, soprattutto quando si tratta di tagliare e levigare un diamante, si opponevano alla sua diffusione).

La nuovissima cellula « U-15 » il cui uso sarà inizialmente riservato agli impianti professionali, è meccanicamente conformata attorno all'equipaggio mobile del modello « M44-5 » ma con una punta di lettura denominata « Bi-Radiale », per ricordare i suoi due raggi di curvatura principali nei punti di contatto con il solco: 22,5 μ nel piano contenente l'asse del disco, 5 μ in un piano parallelo alla superficie del disco. Di conseguenza la punta del « U15 » non può raggiungere il fondo del solco (raggio di curvatura 22,5 μ) ma esplora le ondulazioni dell'incisione con una superficie il cui raggio di curvatura non è che di 5 μ; da qui notevolissime riduzioni delle distorsioni di contatto (esse sono direttamente proporzionali a questo raggio di curvatura; in teoria, le distorsioni di contatto di una cellula « V15 » sono inferiori alla metà di quelle di una cellula « M44-5 » con una punta di 13 μ). Naturalmente, come lo ricorda la sua sigla, la cellula « V15 » appartiene alla nuova serie che annulla l'errore di pista verticale, tenendo conto della posizione di imperniamento del suo equipaggio mobile e della normalizzazione a 15° dell'angolo di taglio dello stilo incisore con la normale al disco (questa normalizzazione proposta dai due principali pali organismi professionali americani: RIAA, Record Industry Association of America e EIA, Electronic Industries Association, non è ancora stata ratificata ufficialmente. Ciò non potrà tardare, e sarebbe curioso che gli europei, che furono, crediamo, i primi ad attaccare questo bubbolo, non seguissero una regola di cui furono partigiani da circa due anni, e che essi seguono d'altra parte già molto approssimativamente). Detto ciò le punte ellittiche sono difficili a costruirsi tanto in America quanto in Europa; questo è il motivo del prezzo nettamente più elevato di queste nuove cellule che con caratteristiche meccanico elettriche in tutti i punti identiche alla « M44-5 » rivelano tuttavia una eccezionale finezza di lettura (esigono bracci di grande precisione come lo SME, modello II) particolarmente nell'acuto.

A

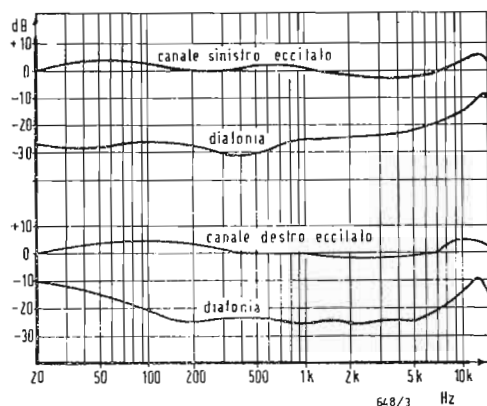



Fig. 3 - Curva di risposta e di diafonia della cellula fonorivelatrice SHURE M44-7 ottenuta da un disco test « STR 100 » dei laboratori Columbia (cellula montata su braccio THORENS BTD 123, lavorante sotto 2 g. di forza d'appoggio verticale, ogni canale caricato elettricamente con 100 kΩ, giradischi THORENS BTD 123).

Generatore di "vibrato" per amplificatore di chitarra

(*segue da pag. 30*)

2. - MONTAGGIO E FILATURA (CABLAGGIO)

Il circuito stampato usato per la costruzione del vibrato è quello di fig. 2. Questo circuito (rifer. 158) può essere riprodotto su una piastra con una faccia ramata di 134 × 60 mm.

La fig. 3 mostra la disposizione degli elementi sulla parte superiore della piastra 158. Linguette da saldare attraversanti il circuito sono utilizzate per il potenziometro di 10 kΩ (3 linguette) e per quello di 2 × 10 kΩ (6 linguette). Il fissaggio dei due potenziometri è così assicurato con la saldatura diretta dei loro terminali alle paglictte corrispondenti del circuito stampato. Due altre linguette vengono usate per l'alimentazione (+ e — 9 V) e per l'uscita (massa e uscita). Si noti che la resistenza R_s in serie all'uscita è di 100 kΩ.

Tutti gli elementi sono disposti orizzontalmente. Si rispetterà, ben inteso, la polarità indicata dei condensatori elettrolitici e la connessione dei terminali di uscita dei transistori, tagliati a 10mm e saldati al circuito.

A

Televisione e congiuntura

(segue da pag. 1)

TV ed ingrossa continuamente le fila.

E ciò costituisce invero un' ottima prospettiva per il settore produttivo della TV, scarsamente afflitto da importazioni concorrenziali dall'estero, in parte anche compensate da qualche azione esportatrice. In pratica, nel 1964 la nostra industria ha sicuramente collocato più di 850 mila televisori per un importo di una settantina di miliardi. Se a ciò si aggiungono, come ragionevole prospettiva futura, due tipiche previsioni, già d'altronde largamente verificatasi all'estero: il secondo televisore e il rinnovo del vecchio televisore, il quadro assume un confortante aspetto ottimistico.

Non bisogna infatti dimenticare che dopo dieci anni di televisione, i primi apparecchi sono senz'altro da sostituire, data la rapida evoluzione che ha subito la tecnica costruttiva dei televisori.

A tale sostituzione, o all'acquisto di un secondo televisore, ha particolarmente contribuito l'avvento del secondo programma TV che impone praticamente un riesame delle condizioni dell'impianto ricevente domestico.

E per completare il quadro ottimistico del futuro panorama del settore Radio-TV, non dobbiamo dimenticare « l'asso nella manica » già quasi pronto per essere giocato: la TV a colori.

SUPPORTI ISOLANTI PER LINEE ELETTRICHE DI ALIMENTAZIONE DI MOTORI MOBILI.
Acieries de Gennevilliers. (07-ID-045)

CONDUTTORE CAVO PER LINEE AEREE DI TRASPORTO DI ENERGIA ELETTRICA AD ALTISSIMA TENSIONE.
Edison e Acciaierie e Ferriere Lombarde Falck S.p.A. (07-ID-705)

GUAINA BLINDATA A SEZIONE TRASVERSALE CIRCOLARE PER CONDUTTORI DI CORRENTE ELETTRICA TRIFASE DI INTENSITÀ PARI O SUPERIORE A 5000 A.
L'Electro Entreprise. (08-ID-855)

PERFEZIONAMENTO NEI DISPOSITIVI DI CONNESSIONE DI TIPO SINGOLO O MULTIPLO A STRISCIA PER CONDUTTORI ELETTRICI.
Elmaco Electrical Manuf. Co. ProprietaryLtd (08-ID-065)

PERFEZIONAMENTI NELLA FABBRICAZIONE DI CAVI CONDUTTORI DI ENERGIA ELETTRICA SUSCETTIBILI DI ESTENDERSI ELASTICAMENTE IN NOTEVOLE MISURA SENZA SFORZO.
Garcia Toribio Martinez Gundin Jose Antonio e Losada Alvarez Jaime. (08-ID-255)

DISPOSITIVO PER TAGLIARE E DENUDARE LE ESTREMITÀ DI CAVI ELETTRICI.
O.M.R. Officine Meccanche Riunite S.p.A. (08-ID-545)

TUBO PER ISOLAZIONI ELETTRICHE CON PARETE INTERNA IN CARTONE IMBIBITO CON SOSTANZE CATRAMOSE O ISOLANTI E PARETE ESTERNA IN RESINA DI CLORURO DI POLIVINILE CON SUPERFICIE A RIGATURE O ONDULAZIONI CIRCOLARI.
Pea Leone. (08-ID-905)

PERFEZIONAMENTI A MATERIALI CERAMICI DIELETTRICI IN PARTICOLARE PER CONDENSATORI.
Plessy Company Ltd. (08-ID-675)

APPARECCHIO LEGANTE A MOLTE UNITÀ PER LA FABBRICAZIONE DI CAVI ELETTRICI.
Western Electric Company Incorporated. (08-ID-605)

ELEMENTO ELETTRICO A RESISTENZA IN LAMIERA STIRATA.
Brown Boveri und Cie. Aktiengesellschaft. (08-ID-875)

ELEMENTO ELETTRICO DI RESISTENZA IN LAMIERA STIRATA.
Brown Boveri und Cie. Aktiengesellschaft. (08-ID-905)

APPARECCHIO ELETTRICO A RESISTENZA.
Brown Boveri und Cie. Aktiengesellschaft. (09-ID-225)

PERFEZIONAMENTI RELATIVI AD ELEMENTI RESISTORI ELETTRICI CHE PRESENTANO UNO STRATO PELLICOLARE DI RIVESTIMENTO ELETTRICAMENTE CONDUTTIVO COSTITUITO DA OSSIDI METALLICI.
S.E.C.I. Società Elettrotecnica Chimica Italiana. (09-ID-415)

COMBINATORE ELETTRICO.
Société Anonyme Schostal. (09-ID-035)

PROCEDIMENTO PER FABBRICARE MAGNETI PERMANENTI MEDIANTE SINTERIZZAZIONE DI UNA MISCELA DI OSSIDI METALLICI E MAGNETICI PERMANENTI FABBRICATI SECONDO QUESTO PROCEDIMENTO.
F.I.P.S. Fabbrica Italiana Prodotti Sinterizzati S.p.A. (09-ID-805)

PERFEZIONAMENTO NEI PROCEDIMENTI PER LA FABBRICAZIONE DI BOBINE ELETTRICHE RESISTENTI AD ALTE TEMPERATURE.
General Electric Company. (09-ID-865)

PERFEZIONAMENTO NEI PROCEDIMENTI DI FABBRICAZIONE DI MAGNETI PERMANENTI DEL TIPO CERAMICO.
Lignes Telegraphiques et Telephoniques. (09-ID-825)

SISTEMA PER LA FABBRICAZIONE DI MAGNETI PERMANENTI E PROCEDIMENTO PER REALIZZARLI.
N. V. Philips Gloeilampenfabrieken. (09-ID-595)

PERFEZIONAMENTI NEL MONTAGGIO DEI CONDENSATORI ARROTOLATI.
Societé Parisienne de Condensateurs Capa. (09-ID-345)

BOBINA A SATURAZIONE A GRANDE VARIAZIONE DI IMPEDENZA.
Oberli Eduard. (09-ID-765)

CONDENSATORE ELETTRICO.
General Electric Company. (09-ID-095)

PERFEZIONAMENTO NEI CONDENSATORI ELETTROLITICI CON DUE O PIÙ CONDENSATORI PARZIALI.
N. V. Philips Gloeilampenfabrieken. (10-ID-625)

DISPOSITIVO AUTOMATICO PER L'AVVOLGIMENTO DI CONDENSATORI ELETTRICI RICAVATI DA DUE SOTTILI NASTRI DI METALLO SEPARATI DA UNO O PIÙ NASTRI DI MATERIALE ISOLANTE.
Ramazzotti Armando. (10-ID-745)

SCATOLA PER CONDENSATORI ELETTRICI MUNITA DI UN DISPOSITIVO DI ATTRAVERSAMENTO PER CAVI.
Bosch Robert GmbH. (10-ID-885)

CONDENSATORE ELETTRICO DI PICCOLISSIMO FORMATO.
Lo stesso. (10-ID-425)

DISPOSIZIONE DI CIRCUITI TRANSISTORIZZATI CON COMPENSAZIONE AGLI EFFETTI DELLA TEMPERATURA.
Albiswerk Zurich A.G. (23-ID-925)

DISPOSIZIONE DI FILTRI PER ONDE ELETTROMAGNETICHE CORTISSIME.
Siemens und Halske Aktiengesellschaft. (23-ID-915)

PERFEZIONAMENTI NEI SISTEMI DI CIRCUITI RIVELATORI.
N. V. Philips Gloeilampenfabrieken. (23-ID-025)

ELEMENTO RISONANTE A MICRO ONDE.
International Business Machines Corporation. (23-ID-295)

PERFEZIONAMENTI NEI COMPLESSI DI CIRCUITI PER ALIMENTARE IMPULSI DI CORRENTE AD UNA IMPEDENZA.
N. V. Philips Gloeilampenfabrieken. (23-ID-295)

DISPOSITIVO A SCARICA ELETTRONICA.
Sylvania Electric Products Inc. (66 IP 367)

SISTEMA E DISPOSITIVO PER IL RILIEVO FOTOELETTRICO DELLA POSIZIONE ISTANTANEA DI MOBILI LUNGO UNA TRAIETTORIA PRESTABILITA.
Editoriale Domus S.P.A. (66 IP 857)

SISTEMA DI NAVIGAZIONE AEREA.
International Standard Electric Corporation. (66 IP 197)

DISPOSITIVO ELETTRONICO BALISTICO PER ARRESTARE O DEVIARE LE NAVI IN MARCIA IN CASO DI PERICOLO INVISIBILE EVITANDO OGNI SORTA DI COLLISIONE.
Marando Romolo Antonino. (66 IP 317)

CHI DESIDERA COPIA DEI SUCCITATI BREVETTI PUÒ RIVOLGERSI

all'*Ufficio Tecnico Internazionale Brevetti*
« Ing. A. RACHELI & C. »
Viale San Michele del Carso, 4 - Milano (Italia)
Tel. 468914 - 486450

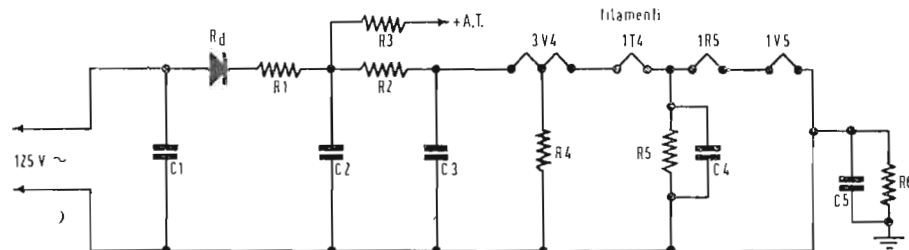



Fig. 1/0669

Fig. 1/0667

0667 – *Sig. G. Solari - Milano*

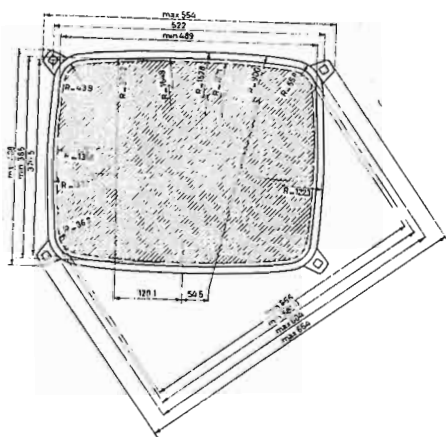
D. Desidera sapere in che cosa consistono i cinescopi a *visione diretta*, i vantaggi che essi offrono ed eventualmente qualche dato tecnico.

R. I Cinescopi a *visione diretta* sono stati realizzati per la prima volta dalla PHILIPS. In essi la zona periferica dello schermo, nella quale si manifestano le tensioni più pericolose, è stata avvolta da una fascia metallica che impedisce ad eventuali incrinature del vetro di estendersi ulteriormente evitando di conseguenza il pericolo delle *implosioni*. In questo modo è stata data una soluzione pratica al problema della protezione integrale. Il fissaggio del cinescopio al mobile risulta inoltre molto semplificato dato che ai quattro angoli della suddetta fascia metallica sono state applicate delle alette di montaggio, la qual cosa consente di eliminare le staffe, le bande metalliche, gli angolari, ecc. Lo schermo protettivo non è più necessario, mentre la mascherina che viene disposta intorno allo schermo, non ha più delle funzione meccaniche ma soltanto funzione estetica.

È ovvio come l'assenza dello schermo protettivo migliori la qualità dell'immagine. Infatti il rendimento luminoso aumenta dell'8 % in quanto le due superfici riflettenti dello schermo, producono ciascuna una perdita di luminosità del 4 %.

Il contrasto dell'immagine, a sua volta, migliora notevolmente a causa dell'assorbimento della luce da parte dello schermo « fumé » cosa che è di notevole importanza quando l'immagine è osservata in ambienti illuminati.

La polvere che si deposita sullo schermo può essere rimossa con facilità mentre ciò non era possibile nei televisori con cristallo di protezione. Inoltre l'impiego di un cannone elettronico « corto », con lente unipolare, consente di ottenere su tutta la superficie dello schermo un punto luminoso sempre a fuoco. La mancanza del cristallo protettivo consente altresì di fissare il cinescopio in modo che esso sporga oltre il piano frontale del mobile, disposizione questa, che permette di osservare l'immagine da un angolo molto più ampio e consente una certa riduzione dalle profondità del mobile.

Il peso del cinescopio risulta distribuito più uniformemente dimodochè è possibile alleggerire sensibilmente la struttura del mobile. In figura 1 riportiamo le dimensioni del *cinescopio a visione diretta Philips* 23", 110°, AW59-11W, i cui dati d'impiego eventualmente possono essere richiesti direttamente all'ufficio stampa della PHILIPS. (*P. Soati*)

0668 – *Sigg. Zella G., Milano – Marconi M., Roma – Corti F., Genova.*

D. Sono richiesti alcuni schemi relativi ad apparecchi del *Surplus*.

R. *a*) Lo schema dell'apparecchio radioricevente del surplus americano, BC624, è stato

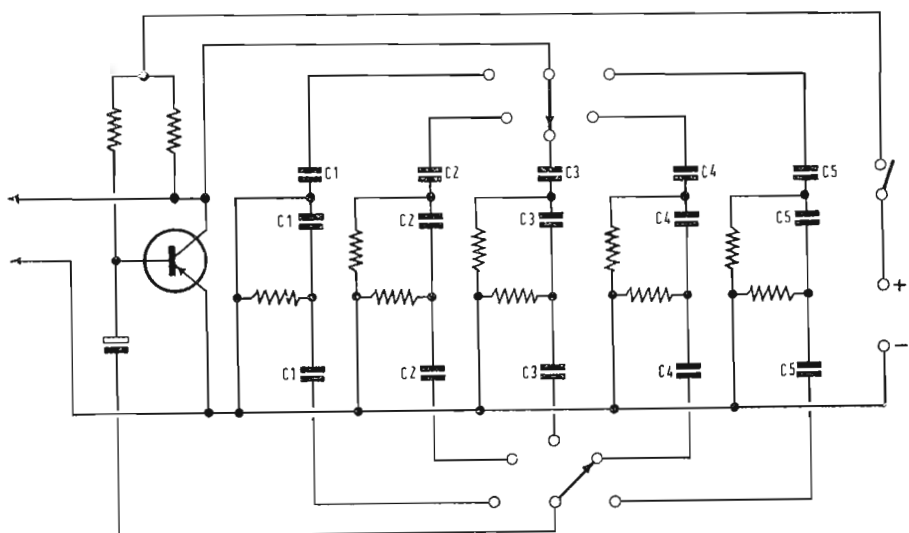



Fig. 1/0670

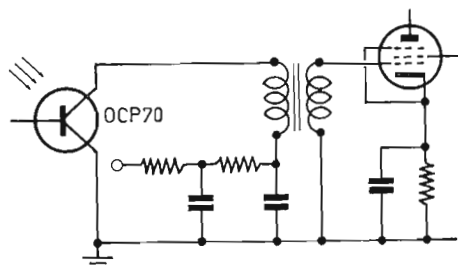



Fig. 2/0672

Fig. 1/0672

pubblicato nel N. 9 del 1960 dell'*antenna*. Essendo tale numero esaurito, eventualmente può prendere visione dello schema in questione presso i nostri uffici.

b) Lo schema del cercamine SCR625 è stato pubblicato nel N. 2 del 1959 dell'*antenna*. Non sappiamo se detto apparecchio è rintracciabile in Italia, dato che coloro che si dedicano alla vendita degli apparecchi del surplus commerciano più o meno nell'ombra. In Francia è possibile averlo presso il *Cirque Radio*, del quale abbiamo già pubblicato l'indirizzo, e presso la LAG, 26 Rue d'Hauteville, Paris-10° al prezzo di 200 franchi. In linea di massima tale apparecchio consente di segnalare qualsiasi corpo, ferroso e non, fino alla profondità di 1 metro con qualsiasi natura di terreno, ed in casi particolari anche a profondità più sensibili. Esso serve anche per la ricerca dell'acqua.

c) Lo schema dell'apparecchio SX28 è stato pubblicato nel N. 9 del 1958 dell'*antenna*, numero che naturalmente è esaurito, ma che potrà rintracciare presso qualche amico, o prenderne visione presso i nostri uffici.

(*P. Soati*)

0669 – *Sig. Rag. Gallina, C. – Roma*

D. È in possesso di un radioricevitore a valvole 3V4, 1T4, 1R5, 1U5 che vorrebbe alimentare completamente in corrente alternata. Chiede lo schema di un alimentatore adatto allo scopo.

R. Lo schema di un alimentatore adatto ad alimentare in alternata il ricevitore in questione è riportato in figura 1. Naturalmente occorre alimentare in corrente continua anche i filamenti delle valvole, la cui tensione di alimentazione dovrà essere rettificata e livellata.

Il valore dell'alta tensione, che non è stato indicato, potrà essere opportunamente variato modificando il valore di R3.

Valore dei componenti: $C_1 = 0{,}05\ \mu F$ 500 V; $C_2 = 40\ \mu F$ elettr. 150 V; $C_3 = 200\ \mu F$ elettr. 20 V; $C_4 = 100\ \mu F$ elettr. 20 V; $C_5 = 0{,}05\ \mu F$ 500 V; $R_1 = 68\ \Omega$ 1 W; $R_2 = 2600\ \Omega$ ½ W; $R_3 = 2200\ \Omega$ 1 W; $R_4 = 1500\ \Omega$ ½ W; $R_5 = 680\ \Omega$ ½ W; $R_6 = 470.000\ \Omega$ ½ W.

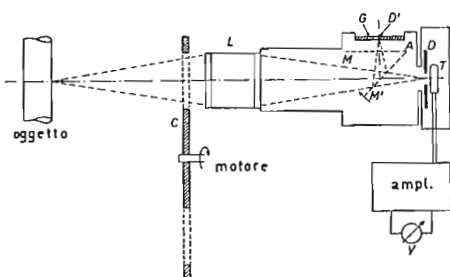
(*P. Soati*)

0670 – *Sig. Dal Fiume C. – Rovigo e richiedenti vari.*

D. Si desidera la pubblicazione dello schema di un generatore di bassa frequenza possibilmente basato sul ponte di WIEN.

R. In figura 1 riportiamo lo schema di un semplice oscillatore a BF nel quale si fa uso di un solo transistore, del tipo OC 71, il quale può erogare, in funzione dei condensatori usati, frequenze fisse di valore sensibilmente diverso l'una dall'altra.

Mentre la resistenza indicata con R_1 deve essere da 680.000 Ω, tutte le altre dovranno avere il valore di 4700 Ω. Il valore dei condensatori è il seguente: $C_1 = 0{,}25\ \mu F$, *nota a* 50 Hz; $C_2 = 0{,}1\ \mu F$, *nota a* 125 Hz; $C_3 = 50$ nF, *nota a* 250 Hz; $C_4 = 15$ nF, *nota a* 800 Hz; $C_5 = 10$ nF, *nota a* 1000 Hz.

La messa a punto non presenta nulla di eccezionale. La resistenza da 680.000 Ω, che è bene scegliere del tipo regolabile, e che può essere sostituita anche da un potenziometro, deve essere regolata in modo da ottenere una tensione di circa 5 V fra il collettore e l'emettitore. Successivamente si controllerà la frequenza, preferibilmente mediante l'uso di un oscillatore tarato. Nel caso in cui il transistore scelto non oscilli in modo perfetto si può sostituire la batteria a 9 V con altra a 12 V.

Desiderando ottenere delle onde perfettamente pure è consigliabile sostituire una delle resistenze da 4700 Ω, di ciascun circuito, con un'altra del tipo regolabile, ciò consente la regolazione, oltre che del valore di frequenza, anche della forma d'onda.

In figura 2 è invece riportato lo schema di un generatore di BF, la cui frequenza è definita da un *Ponte di Wien*, come richiesto. Esso consente di coprire l'intera gamma di frequenze compresa fra i 15 ed i 4200 Hz i cui limiti, modificando il valore di C1 e C2 possono essere ampiamente modificati. I transistori usati sono rispettivamente un OC70 il primo, ed un OC71 il secondo (nello schema originale quest'ultimo era un CK722). Come termoresistenza può esserne usata una qualsiasi del commercio purchè presenti una resistenza a freddo compresa fra i 3 ed i 5000 Ω e che scenda sotto carico, per una corrente di 10 mA, a circa 300 Ω. La resistenza R8 deve essere scelta in modo da ottenere la caduta di 1 V ai morsetti di R9 e R12 per una caduta di 3 V sul potenziometro P3. Questa prova deve essere fatta sconnettendo C6, cioè in assenza di segnale.

Qualora sulle frequenze elevate il complesso non oscilli è necessario aumentare il valore di R3, che invece dovrà essere diminuito nel caso in cui si notino delle distorsioni. Se la mancanza di oscillazione si nota per le frequenze più basse si modificherà invece il valore di R1.

Ritoccando il valore di R2 e R4 si potranno correggere eventuali distorsioni, o mancanza di oscillazione, delle frequenze centrali.

Valore dei vari componenti: $R_1 = 2200\ \Omega$; $R_2 = 2200\ \Omega$; $R_3 = 100\ \Omega$; $R_4 = 2200\ \Omega$; $R_5 = 180\ \Omega$; $R_6 = 100.000\ \Omega$; $R_7 = 330.000\ \Omega$; $R_8 = 220.000\ \Omega$; $R_9 = 4700\ \Omega$; $R_{10} = 1000\ \Omega$; $R_{11} = 4700\ \Omega$; $R_{12} = 47.000\ \Omega$; $P_1 = 5000\ \Omega$; $P_2 = 1000\ \Omega$; $P_3 = 500\ \Omega$; $C_1 = 2\ \mu F$; $C_2 = 2\ \mu F$; $C_3 = 50\ \mu F$ elettrolitico; $C_4 = 50\ \mu F$ elettrolitico; $C_5 = 50\ \mu F$ elettrolitico; $C_6 = 50\ \mu F$ elettrolitico; $C_7 = 50$ nF. Diodo tipo OA70; transistori OC70, OC71. Alimentazione a 9 V.

(*P. Soati*)

0671 – *Sigg. Tagliati G., – Torino, Milano R., – Firenze.*

D. È richiesto lo schema di uno stroboscopio da poter essere sincronizzato con un impulso esterno e anche per il controllo dell'accensione del motore.

R. In figura 1 è riportato lo schema completo di uno stroboscopio, che può essere realizzato a forma di pistola, e nel quale si fa uso di due transistori del tipo OC36 e di un tubo allo *Xenon*. L'alimentazione è eseguita, tramite un circuito convertitore-elevatore, da una batteria a 6 o 12 V, che, in caso di controllo di motori d'auto, può essere quella di bordo della vettura.

L'impulso d'innesco del tubo allo Xenon viene prelevato tramite il cavo CC, il quale, per controllare l'accensione, deve far capo direttamente alla candela del cilindro N. 1. Il relé R ha il compito di consentire l'alimentazione a 6 o a 12 V e naturalmente può essere eliminato, usando un tipo unico di alimentazione.

I diodi usati devono essere del tipo 2 × E500C5 o similari, mentre il trasformatore sarà costruito in relazione al tipo di lampada usata.

(*P. Soati*)

0672 – *Sig. Riccardi G. – La Spezia*

D. Desidera sapere se è possibile realizzare un pirometro a foto-transistori, per la misura

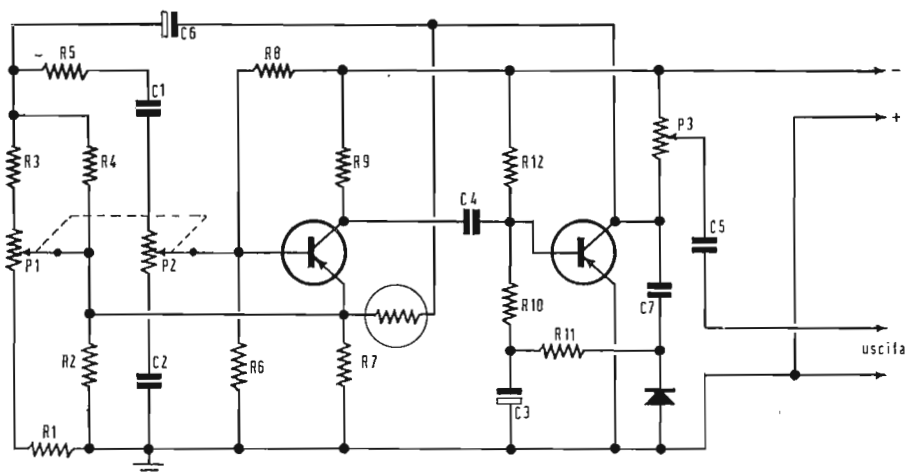



Fig. 2/0670

della temperatura degli oggetti a distanza, cioè non per contatto.

R. Facendo uso di un fototransistore è senz'altro possibile realizzare un pirometro che consenta la misura della temperatura degli oggetti non per contatto. Tale metodo è usato ad esempio per misurare la temperatura degli elettrodi dei tubi elettronici.

Lo schema di un tale apparecchio è riportato in figura 1. Occorre tenere presente che il germanio è sensibile a delle lunghezze d'onda dell'ordine dei 2 μ e di conseguenza i fotodiodi sono particolarmente indicati per rivelare le radiazioni degli oggetti che sono portati a delle temperature di qualche centinaio di gradi, cioè nella regione dei raggi infrarossi.

Un'immagine avente la dimensione esatta dell'oggetto, del quale occorre misurare la temperatura, è proiettata sul diaframma *D* della lente *L*. Tale diaframma è dotato di una piccolissima apertura dietro la quale è posto il foto transistore *T* che riceve solo una piccola porzione dell'oggetto osservato. Spostando l'oggetto stesso è possibile esaminarlo punto per punto. Lo specchio *AM*, nella posizione *AM'*, indica quale punto dell'oggetto è in corso di esplorazione dato che risulta riprodotto in *D'*, sopra uno schermo di vetro *G*.

La radiazione dell'oggetto è osservata 75 *volte per secondo*, tramite un disco perforato rotante, dimodochè il segnale fotoelettrico ha una ondulazione avente la stessa frequenza. La sua ampiezza corrisponde ad una misura dell'intensità della radiazione incidente e di conseguenza della temperatura del radiatore.

Il segnale è amplificato tramite un amplificatore selettivo del tipo indicato in figura 2, dimodochè le frequenze parassite, aventi frequenza prossima ai 75 Hz, sono eliminate per filtraggio in modo da aumentare al massimo possibile il rapporto segnale/disturbo. Infatti dipende da tale rapporto il limite minimo oltre il quale la radiazione non può più essere rivelata.

Il disturbo può essere ulteriormente ridotto se si colloca il fototransistore in un blocco di alluminio raffreddato per circolazione ad aria.

La calibrazione di questo pirometro deve essere fatta per confronto. Da notare che il fototransistore può essere sostituito da un fotodiodo, ad esempio del tipo OAP12, seguito da uno stadio preamplificatore a transistori. Notizie più precise su tale argomento può richiederle eventualmente all'ufficio stampa della PHILIPS. *(P. Soati)*

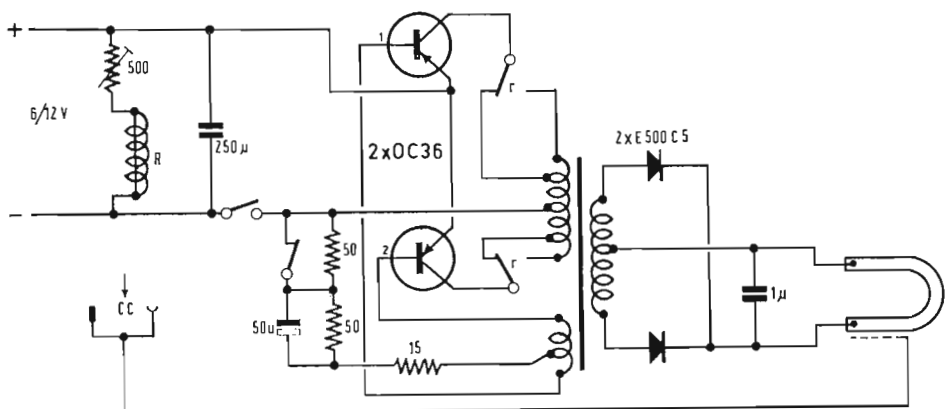



Fig. 1/0671

Mostra di apparecchi e componenti per alta fedeltà e stereofonia

Ascoltare della buona musica non è più un privilegio dei frequentatori di sale di concerti e di teatri: oggi la stereofonia e l'alta fedeltà sono in grado di accontentare le esigenze degli appassionati più esigenti, trasformando con determinati accorgimenti tecnico-acustici qualsiasi ambiente in una vera e propria sala per audizioni.
Gli esecutori di musica leggera in modo particolare stanno impiegando moderne attrezzature stereofoniche, le quali valorizzano al massimo il rendimento degli strumenti come pure del canto.
Per documentare il crescente successo di queste novità tecniche in Italia, basta il fatto che dal 1958 ad oggi le vendite nel settore vengono raddoppiate ogni anno.
Per venire incontro alle esigenze degli appassionati della musica, il Centro Commerciale Americano di Milano ha deciso di presentare una rassegna di APPARECCHI E COMPONENTI PER ALTA FEDELTA' E STEREOFONIA dal 20 al 27 febbraio prossimo.
Durante la mostra i visitatori potranno ascoltare in apposite cabine musica riprodotta ad alta fedeltà e stereofonica.
Nel corso della mostra saranno organizzati inoltre dei concerti con la cortese partecipazione di complessi e solisti che già fin d'ora hanno dato la loro adesione a tale iniziativa.
Tra le attrezzature esposte figurano giradischi, amplificatori, altoparlanti, microfoni, registratori, organi elettronici e sintonizzatori.
Gli espositori americani presenti alla mostra sono inoltre interessati a concedere rappresentanze ad operatori economici italiani e durante il periodo della manifestazione saranno a disposizione del pubblico per informazioni, suggerimenti e dimostrazioni pratiche degli apparecchi esposti.
La mostra resterà aperta al pubblico dal 20 al 27 febbraio con il seguente orario: 9.30-12.30 e 14.30-18, con ingresso in via Gattamelata 5 - Quartiere Fiera di Milano.

0673 – *Sig. P. Severini – Torino.*

D. Posseggo il seguente complesso: amplificatore stereo Hirtel, 20 + 20 W; woofer Altec 803 B, funzionante fino a 600 Hz in baffle infinito, tipo « buco nel muro », con risultati ottimi; Goodmans Triaxiom 8 funzionante da 600 a 20.000.
Ecco ora il problema: per fare il canale sinistro non posso bucare un altro muro e non intendo riprendere un Altec. Posso quindi usare woofer e tweeters RIEM, che voi avete spesso lodato come ottimi? Questa asimmetria con l'altro canale darebbe risultati terribili oppure non tanto, data la bontà dei componenti? Tenete presente che in ogni caso, come ho detto, i due baffle sono diversi.
R. È logico che chi possiede un Altec ed un Triaxiom 8 voglia usarli; ciò però esclude la simmetria dei due complessi riproduttori del sistema stereo.
L'uso degli altoparlanti RIEM nel canale sinistro non comporterà differenze con il complesso destro avvertibili se non in casi rari e da parte di un orecchio particolarmente esercitato e musicale; tale uso potrà quindi risultare pienamente soddisfacente.
Consigliamo il woofer RIEM tipo 25 W, impedenza 16 Ω (come l'Altec), ⌀ max 35 cm, ed il Tweeter-Super a compressione RIEM tipo WT 25 pure di 25 W (richiedere impedenza 16 Ω).
In quanto al cassone bass-reflex la RIEM stessa potrà suggerirle e fornirle il tipo più adatto ai suoi altoparlanti.
Altre soluzioni ripiegherebbero su altoparlanti esteri comportando, a parità di classe, una spesa sempre maggiore rispetto ai RIEM, che non esitiamo a definire prodotti veramente buoni. *(a. f.)*

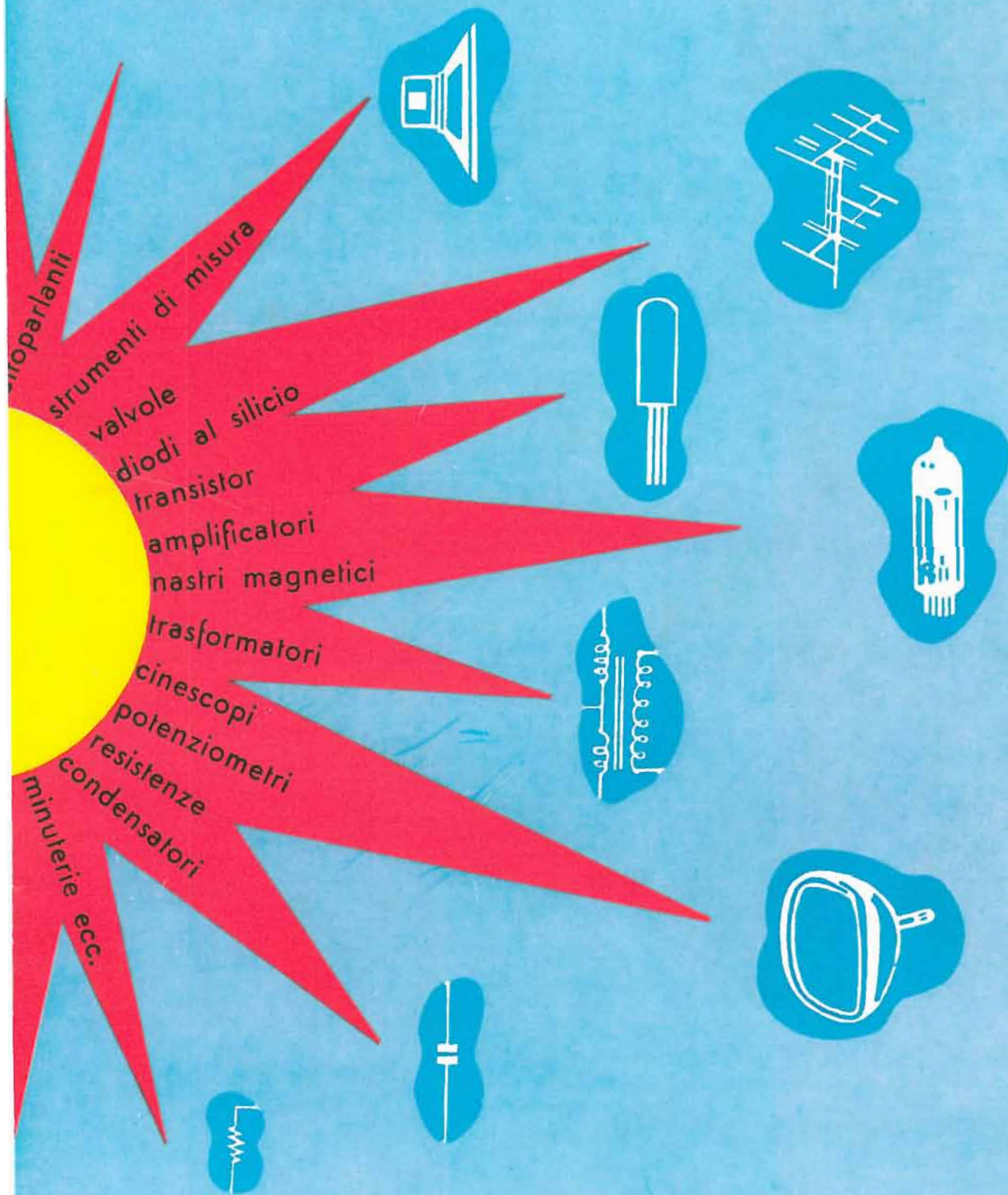
0674 – *Sig. A. Ratti – Roma.*

D. Vi prego fornirmi gli indirizzi delle seguenti ditte: FENDER; GIBSON; LEAK (ingl.); RCA (Ital. e Amer.); PHILIPS (Olandese); BINSON. Riviste: REVUE DUSON; AUDIO ENGINEERING.
R. Ecco gli indirizzi richiestici: BINSON: C.R.E.B. S.r.l. - Milano, via Padova 39; GIBSON Electric Co. - Box 555, Delmont, Pa., USA; LEAK British Industries Corp. - Brunel Road, Westwa York - Factory Estate - London W3; PHILIPS Gloeilampenfabrieken, Eindhoven, Netherlands (Olanda); RCA: Radio Corporation of America - Camden N. Jersey; RCA Italiana: S.p.A. ATES - RCA - Milano, viale F. Restelli 5, tel. 6881041; AUDIO engineering - Radio Magazines Inc., P.O. Box 629, Mineola N.Y.; REVUE DU SON: Editions Chiron - 40 rue de Seine Paris VI^e; FENDER: Per questo nominativo abbiamo interessato anche le Camere di Commercio, che però non ci hanno saputo fornire l'indirizzo desiderato. *(a. f.)*

0675 – *Dott. A. Rocchegiani – Roma.*

D. Ho acquistato una cartuccia piezoelettrica ACOSTEREO 73 e l'ho montata su un braccio GOLDRING G-60. Ora accade che, montandola normalmente, gli stili vengono a trovarsi inclinati in direzione opposta a quella di rotazione del disco perciò, in queste condizioni la cartuccia è inutilizzabile. Chiedo a voi se ho commesso qualche errore di montaggio oppure se detta cartuccia non è adatta per essere usata sul braccio in mio possesso. Vorrei anche sapere le caratteristiche elettro-acustiche della cartuccia in questione.
R. Il modo di innesto della cartuccia nella testina fonografica è molto semplice e non dà luogo a possibilità di errore di montaggio. Quindi la spiegazione del Suo insuccesso è molto semplice: la testina Goldring G-60 non accetta la cartuccia ACOSTEREO 73. È quindi consigliabile adottare una cartuccia stereo Goldring, per evitare di sostituire l'intera testina.
Le caratteristiche medie della capsula piezoelettrica ACOSTEREO sono le seguenti, coll'avvertenza che da un esemplare all'altro possono verificarsi scostamenti talvolta anche assai sensibili: Risposta in frequenza: 40 ÷ 12.000 Hz; Sensibilità a 1 kHz ± 2 dB: 300 mV/cm/sec.; Differenza di sensibilità tra i canali: max. 3 dB; Diafonia tra i canali a 1 kHz: 16 dB; Diafonia tra i canali a 4 kHz: 15 dB; Cedevolezza (complianza): $1{,}5 \cdot 10^{-6}$ cm/dine; Massa efficace mobile: $5 \cdot 10^{-3}$ g; Capacità equivalente per canale a 1 kHz: 1000 pF; Pressione della puntina (dipendente dal braccio fonografico): 4 ÷ 7 g; Resistenza e capacità di carico: 1 M, 100 pF; Temperatura di misura 22 °C. *(a. f.)*

0676 – *Sig. L. Baldini – Roma.*

D. Sto provando il montaggio di uno stadio « cascode » in bassa frequenza, allo scopo di portare all'equalizzatore un segnale forte ma pulito.
Si tratta dell'unità di controllo pubblicato da « alta fedeltà » dell'ottobre del 1961.
Senonchè mi sono presto trovato in difficoltà causa il suddetto cascode. Questo è realizzato col doppio triodo 6BK7 a cui segue un secondo stadio con il tubo 6AT6. Alimentando con i richiesti + 150 V, ho ottenuto che ai capi della resistenza di carico non ci sia caduta di tensione, o quasi (in effetti ci sono 3 o 4 V). Scollegando però lo stadio cascode, il tubo 6AT6 si mette a condurre regolarmente. Ho provato diversi 6BK7, ho provato a variare uno dopo l'altro tutti i componenti del cascode, ho provato a diminuire le resistenze di griglia dei due stadi, ma tutto si è rivelato inutile, ed ho rilevato all'oscillografo parecchia robaccia all'uscita della 6BK7.
Premetto che l'alimentazione è stabilizzata e che uso componenti professionali.
R. È evidente che il blocco del tubo 6AT6 è dovuto all'autopolarizzazione provocata dalla carica del condensatore di accoppiamento, acquisita inizialmente; infatti, avendo il catodo a massa, in questo triodo l'applicazione delle semionde positive del segnale provoca corrente di griglia, che carica il condensatore 0,02 μF. Se il segnale è molto forte, la polarizzazione così formata può essere tale da interdire il tubo. Si dovrebbe dunque pensare ad un'eccessiva amplificazione del cascode. Se il bloccaggio del tubo 6AT6 si verifica senza alcun segnale all'ingresso del cascode, è chiaro che questo circuito è in oscillazione, come ha dimostrato l'oscillografo.
Bisogna evitare questa autoscillazione introducendo un piccolo gruppo di autopolarizzazione catodica per il triodo di ingresso del cascode, eliminando l'autopolarizzazione (sostituire 10 MΩ con 0,1 M nel 6BK7; mettere sul catodo 1,5 ÷ 3 kΩ con in parallelo 10 μF; la resistenza di catodo ottima potrà essere determinata sperimentalmente); altra cosa da fare è di usare una cellula di disaccoppiamento a resistenza e capacità fra il + dell'alta tensione e la resistenza di carico 100 kΩ del 2° triodo del cascode, disponendo di una A.T. maggiore in modo da avere 150 V al carico di 100 kΩ. Infine è consigliabile sostituire l'autopolarizzazione di griglia del 6ET6 con polarizzazione automatica di catodo.
Brevi notizie sull'uso del circuito cascode in bassa frequenza sono date a pag. 111-113 del libro « Understanding HI-FI circuits » di Norman H. Crowhurst, n. 64; Ediz. Gernsback Library Inc. New York 11 N.Y. *(a. f.)*

Schema elettrico del radioricevitore IRRADIO Mod. Nanette KN36

HEATHKIT® 1965

SCATOLA DI CAPACITA' A TRE DECADI

Ideale per i casi in cui occorra una particolare precisione, come ad esempio le prove mediante sostituzione, gli interventi sui circuiti sintonizzati, sui circuiti a ponte, sui circuiti di filtro, ccc. Il dispositivo permette di disporre, mediante selezione a commutatori, di valori capacitivi compresi tra 100 pF e 0,111 μF, in scatti di 100 pF ciascuno, tutti con precisione all'1%. Impiega condensatori di precisione a mica, aventi una tensione nominale continua di lavoro pari a 350 volt, e 500 volt intermittente. I commutatori sono del tipo in ceramica. Misura cm 18 di larghezza, 10 di altezza e 12,5 di profondità.
Mod. IN-21, peso 1,35 kg.

SCATOLA DI RESISTENZE A SEI DECADI

Apparecchio di particolare valore per le applicazioni di laboratorio come moltiplicatore, come « shunt », come resistenze in sostituzione, o come braccio di ponte per C.C. o per C.A. Si presta all'impiego unitamente alla scatola di condensatori IN-21, nelle applicazioni in cui occorra disporre di una gamma assai ampia di valori, per creare provvisoriamente filtri del tipo RC. La scatola fornisce qualsiasi valore di resistenza compreso tra 1 e 999.999 ohm. E' possibile aggiungere o sottrarre un ohm nei circuiti critici con una precisione compresa tra lo 0.5 e l'1%. Il pannello è inclinato per comodità di impiego. Misura cm 18 di larghezza, 12,7 di altezza e 17 di profondità.
Mod. IN-11, peso 1,35 kg.

SCATOLA DI SOSTITUZIONE DI RESISTENZE

Ideale per l'impiego nei laboratori di riparazione, comoda ed economica. Questo apparecchio permette la scelta mediante commutatori di uno qualsiasi dei 36 valori standardizzati E.I.A., con precisione del 10%, compresi tra 15 ohm e 10 Megaohm. Un interruttore a levetta permette di passare dalla gamma alta alla gamma bassa. Si presta particolarmente per la determinazione sperimentale dei valori resistivi più adatti. Racchiuso in un elegante involucro di bachelite che misura cm 14,5 di lunghezza, 7,7 di larghezza e 7,5 di altezza.
Mod. IN-12, peso 0,45 kg.

SCATOLA DI SOSTITUZIONE DI CONDENSATORI

Questo apparecchio è particolarmente utile per le prove di sostituzione, nei casi in cui si sospetta che un condensatore sia difettoso .Il commutatore permette di scegliere uno qualsiasi dei 18 valori standardizzati E.I.A., compresi tra 0,0001 e 0,22 μF. Tutti i condensatori sono adatti ad una tensione di lavoro di 600 volt, ad eccezione dei 3 più piccoli adatti ad una tensione di 500 volt, e dei 2 più grandi adatti ad una tensione di 400 volt. Munito di cavetti della lunghezza di 46 cm. L'involucro misura cm 14,5 di lunghezza, 7,7 di larghezza e 7,5 di altezza.
Mod. IN-22, peso 0,450 kg.

Organizzazione commerciale di vendita esclusivo:

VIALE PREMUDA N. 38/A - **MILANO** - TELEFONI N. 795762 - 795763 - 780730

Agenti esclusivi di vendita per

LAZIO - UMBRIA - ABRUZZI: Soc. **FILC RADIO** - ROMA - Piazza Dante, 10 - Tel.736771
EMILIA - MARCHE: Ditta **A. ZANIBONI** - BOLOGNA - Via S. Carlo, 7 - Tel. 225858
VENETO: Ditta **E. PITTON** - PORDENONE - Via Cavallotti, 12 - Tel. 2244
TOSCANA: **G. A. P. s.a.s.** - LIVORNO - Via Cogorano, 10/12 - Tel. 34492
CAMPANIA - BASILICATA: Ditta **D. MARINI** - NAPOLI - Via Duomo, 254 - Tel. 320773